

BERLIN

# FUNK- TECHNIK

A 3109 D

3 | 1962 +

1. FEBRUARHEFT

mit Elektronik-Ingenieur  
mit FT-Sammlung





1. FEBRUARHEFT 1962

## Bundesverband der Phonographischen Wirtschaft e. V. gegründet

Am 11. Januar 1962 erfolgte in Hamburg die Gründung des neuen Bundesverbandes der Phonographischen Wirtschaft e. V. Zum Vorsitzenden wurde Direktor H. Haertel (Deutsche Grammophon GmbH), zu Stellvertretern des Vorsitzenden die Direktoren H. Lieber (Teldec Telefunken-Decca Schallplatten GmbH) und L. Wellnitz (Ariola GmbH) gewählt. Geschäftsführer ist Dipl.-Kfm. Dr. W. Facius. Die Verbands-Geschäftsstelle ist in Hamburg-Altona, Museumstraße 31 II. Die Gründung des neuen Verbandes erfolgte durch die ehemaligen Mitglieder der Fachunterabteilung Schallplatten und andere Tonträger der Fachabteilung Phono im ZVEI, der nur industrielle Firmen angehören konnten. In den letzten Jahren sind aber neben den Schallplattenherstellern mit eigenen Fabrikanlagen auch Firmen auf den Markt gekommen, die den Vertrieb von Schallplatten verlegerisch durchführen und die Herstellung der Schallplatten industriellen Betrieben in Auftrag geben. Eine Zusammenfassung aller Firmen in dem neuen Bundesverband ist jetzt möglich.

## 60 Jahre Daimon-Batterien

Vor über 60 Jahren, im November 1901, gründete Paul Schmidt in Berlin die Firma Daimon. Seine Erfindung, die Bindung des Elektrolyten aus galvanischen Elementen durch Weizenmehl, war hier die Grundlage zur Aufnahme der Fabrikation von Trockenelementen. Auch als später die Radio- und Nachrichtentechnik die Entwicklung der verschiedensten Batteriegrößen und -formen erforderte, beherrschte die

Schmidtsche Konstruktion weiter das Feld. Die seit langem bestehende Verbindung mit der englischen Firma Ever Ready Comp. ermöglichte es dann im letzten Jahrzehnt auch, die Fabrikation modernster Flachzellen sehr geringer Ausmaße, langer Lebensdauer und hoher Kapazität speziell für die Transistorentechnik aufzunehmen. Insgesamt wurden von Daimon bisher etwa 3 Milliarden Trockenbatterien in alle Welt geliefert. Das Hauptwerk der Firma mit etwa 450 Beschäftigten ist heute in Rodenkirchen/Rhein beheimatet.

## Werksneubau bei Kathrein

Ein fünfstöckiger Neubau des zweiten Flügels des Werksgebäudes in Rosenheim/Obb. wurde kürzlich fertiggestellt. Durch diesen Neubau hat sich die Produktionsfläche bei Kathrein um 70% vergrößert. Der Neubau war insbesondere durch die ständig steigerten Anforderungen auf Fernseh- und Gemeinschaftsantennen notwendig geworden.

## „Motorette 62“ von Akkord-Radio

Als Weiterentwicklung des bisherigen Reiseempfängers „Motorette“, der mit Hilfe einer Halterung auch als Autoempfänger verwendet werden kann, bringt Akkord-Radio jetzt die „Motorette 62“ auf den Markt. Das mit 8 Trans + 4 Ge-Dioden + 2 Stabilisationszellen bestückte Gerät hat jetzt die drei Bereiche UML (früher nur UM). Einige weitere Einzelheiten: 7/9 Kreise, 4 Drucktasten, perm.-dyn. Ovalelautsprecher 25x7 cm, eingebaute Ferritantenne für ML, ausziehbare Teleskopantenne für U, Anschluß für Autoantenne, Preßgehäuse mit Kunstleder-

bezug, Abmessungen 27 x 17 x 8 cm, Gewicht 2,1 kg o. B.

## BASF-Vorführband

Die BASF hat eine Verkaufshilfe herausgebracht, die „für sich selbst spricht“: das BASF-Vorführband. Es enthält Beispiele aus der Tonbandpraxis und Wissenswertes über die Vorteile des Tonbandverfahrens. Die akustische Verkaufshilfe wird optisch durch eine beigegebene Broschüre ergänzt. Das Vorführband ist gegen eine Schutzgebühr von 3,75 D-Mark bei der BASF erhältlich.

## Bereitschaftstasche für Tonbandkoffer „TK 1“

Für den leichten und kleinen Tonbandkoffer „TK 1“ von Grundig steht jetzt eine praktische Bereitschaftstasche zur Verfügung, in der auch das bei Reportagen bevorzugte robuste dynamische Mikrofon „GDM 121“ noch Platz hat. Das Tonbandgerät kann sowohl bei geschlossener als auch geöffneter Tasche betrieben werden.

## Klangsäule verbessert

Eine weitere Verbesserung der von Telefunken als Zusatzlautsprecher für Heimtonbandgeräte gelieferten Klangsäule wurde durch die Vergrößerung des Ausschnittes für den Lautsprecher und den Einbau einer resonanzdämpfenden Silan-Platte erreicht. Die Qualität der Baßwiedergabe konnte dadurch noch gesteigert werden. Die neuen Säulen sind an ihrer geringeren Höhe von 120 cm gegenüber vormals 160 cm zu erkennen.

## Service-Röhrenvoltmeter „GM 6000“

Die Elektro Spezial GmbH kann jetzt das Service-Röhrenvoltmeter „GM 6000“ ausliefern. Das preisgünstige „GM 6000“ ist besonders für den Service von Radio- und Fernsehgeräten geeignet. Es können Gleichspannungen von 1 V ... 1000 V in sieben Meßbereichen und Wechselspannungen von 1 V ... 300 V in sechs Meßbereichen innerhalb des Frequenzbereiches 20 Hz ... 100 MHz gemessen werden. Der Anzeigefehler ist nur  $\pm 3\%$ . Um auch Differenzspannungen (beispielsweise Spannungsabfall am Anodenwiderstand) messen zu können, ist die Schaltung gegen das Gehäuse isoliert. Der Widerstandsmeßbereich liegt zwischen 10 Ohm und 5 MOhm. Bei Verwendung des zusätzlich lieferbaren Hochspannungsmesskopfes „GM 6070“ lassen sich Gleichspannungen bis 30 kV messen. Für den Fernseh-Service im UHF-Bereich ist der UHF-Meßkopf „GM 6050“ mit Koaxial-T-Stück erhältlich, mit dem der Bereich bis 1000 MHz erfaßt werden kann.

FT-Kurznachrichten ..... 66

Amateurfunk und Satellitentechnik ..... 69

Transistor-Adapter mit phasempfindlicher Gleichrichtung des Stereo-Signals ..... 70

»Kolibri T 30« - Taschenempfänger für UKW, MW und LW ..... 74

Zusätzliche Angaben im Funkschutzzeichen ..... 76

## FT-SAMMLUNG

Impulstechnik  
Impulsschaltungen unter der Lupe ⑦ ... 77

## ELEKTRONIK-INGENIEUR

Bohrlochmessungen - Elektronisches Hilfsmittel der Petroleumlagerstättenforschung ..... 79

Hochwertiges Gleichspannungs-Röhrenvoltmeter mit direktanzeigendem Ohm-Meter ..... 85

Für den KW-Amateur  
Stabiler Steuersender für die Amateurbänder 80 ... 100 m ..... 86

## FT-Bastel-Ecke

Transistor-Super für Mittelwellen ..... 90

Transistorverstärker ..... 92

Schallplatten für den Hi-Fi-Freund ..... 93

Persönliches ..... 94

Neue Bücher ..... 94

Unser Titelbild: Die FT-Bastel-Ecke mit einfach aufzubauenden Schaltungen elektronischer Geräte gewinnt bei den Experimentierfreunden an Beliebtheit. Ein äußeres Merkmal dieser Bastel-Vorschläge sind Chassis aus gelochtem Hartpapier. Das Bild zeigt den Aufbau des HF- und ZF-Teiles eines Transistorsupers für Mittelwellen (s. S. 90-91).

Aufnahme: W. W. Diefenbach

Aufnahmen: Verfasser, Werkaufnahmen, Zeichnungen vom FT-Labor (Burgfeld, Kuch, Neubauer, Schmol, Siraube) nach Angaben der Verfasser. Seiten 67, 68, 89, 95 und 96 ohne redaktionellen Teil

## Frequenzen für den Betrieb von HF-Geräten für industrielle Zwecke, Meß-, medizinische und kosmetische Zwecke

Die Technischen Bestimmungen der Deutschen Bundespost für Hochfrequenzgeräte und -Anlagen (veröffentlicht im Amtsblatt des Bundesministers für das Post- und Fernmeldewesen Nr. 142 vom 6.12.1961 als Anlage zum dort nochmals abgedruckten Text des Gesetzes über den Betrieb von Hochfrequenzgeräten vom 9.8.1949 und einer überarbeiteten Verwaltungsverordnung zu diesem Gesetz) nennen als zugelassene Frequenzen:

13553,22 kHz bis 13566,78 kHz =

Nennfrequenz 13560 kHz  $\pm 0,05\%$ ;

26957,28 kHz bis 27282,72 kHz =

Nennfrequenz 27120 kHz  $\pm 0,6\%$ ;

40,66 MHz bis 40,70 MHz =

Nennfrequenz 40,68 MHz  $\pm 0,05\%$ ;

433,05 MHz bis 434,79 MHz =

Nennfrequenz 433,92 MHz  $\pm 0,2\%$ ;

2400 MHz bis 2500 MHz =

Nennfrequenz 2450 MHz  $\pm 50$  MHz;

5725 MHz bis 5875 MHz =

Nennfrequenz 5800 MHz  $\pm 75$  MHz;

22000 MHz bis 22250 MHz =

Nennfrequenz 22125 MHz  $\pm 125$  MHz.

Die dabei zugelassenen Funkstörspannungen, Grenzwerte der Störfeldstärke usw. sind genauestens aufgeführt.

VERLAG FÜR RADIO - FOTO - KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141-167. Telefon: Sammel-Nr. 492331 (Ortskennzahl im Selbstwähldienst 0311). Telegrammanschrift: Funktechnik Berlin. Fernschreib-Anschluß: 0184352. Fachverlage bld. Chelredakteur: Wilhelm Roth, Stellvertreter: Albert Jänicke, Techn. Redakteur: Ulrich Radke, sämtlich Berlin. Chelkorrespondent: Werner W. Diefenbach, Berlin u. Kempten/Allgäu. Anzeigenleitung: Walter Barisch, Chelgraphiker: Bernhard W. Beerwirth, beide Berlin. Postcheckkonto: FUNK-TECHNIK PSchA Berlin West Nr. 2493. Bestellungen beim Verlag, bei der Post und beim Buch- und Zeitschriftenhandel. Die FUNK-TECHNIK erscheint monatlich zweimal. Der Abonnementspreis gilt für zwei Hefte. Für Einzelhefte wird ein Aufschlag von 12 Pf berechnet. Auslandspreis II. Preisliste. Die FUNK-TECHNIK darf nicht in Leserkreis aufgegeben werden. Nachdruck - auch in fremden Sprachen - und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet. - Satz: Druckhaus Tempelhof; Druck: Eisnerdruck, Berlin



# LOEWE OPTA

Überall mit  
Optacord 412



DM 398,-

unverb. Endverbr.-Preis

Das perfekte volltransistorisierte Tonbandgerät für Batterie und Netzbetrieb sowie Autobatterie 6 und 12 Volt. Ideal für Heim, Reise und Camping. Spieldauer bis 2 x 60 min · Bandgeschwindigkeit 9.5 cm/s · Drucktastensteuerung · Gegentaktendstufe

Hinweis: Die Aufnahme urheberrechtlich geschützter Werke der Musik und Literatur ist nur mit Einwilligung der Urheber bzw. deren Interessen-Vertretungen, wie z. B. GEMA, Schallplattenhersteller, Verleger usw. gestattet

# LOEWE OPTA

Berlin · West · Kronach / Bayern · Düsseldorf



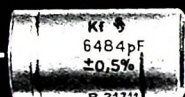
$U_N$ in V <sub>~</sub>	C in pF
30 und 50	100 bis 2200
125	1 bis 25000
250	1000 bis 20000
500	2 bis 10000
125 und 500	20 bis 12000
125, 250 und 500	40 bis 50000
125, 250 und 500	500 bis 500000



Kleinstausführungen für die Miniaturtechnik

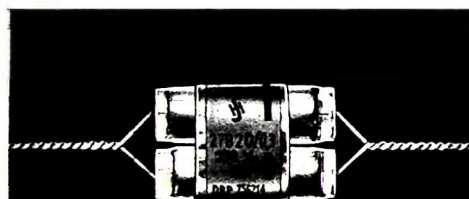


Kleinausführungen für alle Zwecke



Dichtverlötete Kleinausführung für erhöhte Anforderungen

Zwilling- und Standkondensatoren für erhöhte Anforderungen, insbesondere für sehr genaue Filter



Zwillingkondensatoren



Standkondensatoren

»Styroflex«-Zwilling- und Standkondensatoren sind auch in dichtverloteter Ausführung lieferbar

In Hochfrequenzschaltungen  
**Siemens-  
»Styroflex«-Kondensatoren**

**Hohe zeitliche Konstanz  
Niedriger Verlustfaktor  
Hoher Isolationswiderstand**

Verlangen Sie bitte ausführliche Druckschriften.



Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

## Amateurfunk und Satellitentechnik

Immer wieder hört man von der Beteiligung von Funkamateuren an wissenschaftlichen Aufgaben. Ob es sich dabei nun um Beobachtungen von Satelliten-Funksignalen handelt oder um Aufzeichnungen anomaler Ausbreitungsvorgänge, stets bilden die wissenschaftliche Planung und die Organisation der Amateurtätigkeit wichtige Voraussetzungen des Erfolgs. Von den zuletzt auf internationaler Basis abgewickelten Beobachtungsreihen sind die Aufgaben des Geophysikalischen Jahres im Rahmen eines Großversatzes des Amateurfunks vielleicht das größte bisher durchgeführte Projekt.

Als die ersten Satellitensender ihre Signale in den Weltraum strahlten, waren es wieder Amateure in aller Welt, die mit Begeisterung die Sendungen verfolgten. Seit Beginn der Satellitenentwicklung hörte man von manchem Funkamateure, der sich mit der Entwicklung von Stationen für den Satellitenfunk befäßte.

Inzwischen ließ das Projekt, einen Satellitensender für Amateurfunk zu entwickeln und in den Weltraum zu schießen, aufgehören. Seit Mitte Dezember 1961 strahlt ein solcher Amateurfunk-Satellit auf 145 MHz im 2-m-Band das Signal „Hi“ aus. Dieser „künstliche Erdsatellit mit Amateurfunkgeräten“ ging unter der Bezeichnung „Oscar“ (Abkürzung von *Orbital Satellite Carrying Amateur Radio*) in die Satellitengeschichte ein. Wenn man weiß, welche Mittel nötig sind, um Satelliten in ihre Umlaufbahn zu bringen, mag mancher Amateur zunächst an eine Utopie geglaubt haben. Dieses Projekt wurde aber auf eine sehr geschickte Art bewältigt.

Die Idee, Nachrichten-Satelliten ausschließlich für Amateurfunkversuche auf internationaler Basis einzusetzen, stammt von einigen amerikanischen Amateuren. Sie schlossen sich unter Leitung von Om M. C. Towns jr., K 6 LFH, zur „Project Oscar Association“ zusammen und arbeiteten, unterstützt von der amerikanischen Amateurrorganisation ARRL, mit bewundernswerter Hingabe an der Realisierung ihres von allen kommerziellen Ambitionen freien Planes. Man glaubt, daß schon dieser erste Amateurfunk-Satellit „Oscar I“ trotz seiner relativ einfachen Ausstattung für die Wissenschaft von besonderem Wert sein kann, denn die Funkamateure werden ihren Satelliten sehr gründlich beobachten. Man erwartet daher ein umfangreiches Beobachtungsmaterial aus aller Welt. Diese Tatsache ist von unschätzbarem Wert. Die offiziellen Satellitenstarts der Weltraumforscher werden immer nur von wenigen Beobachtungsstationen kontrolliert. Mit den eigentlichen Funkausbreitungstragen befassen sich meistens nur die zuständigen Ionosphäreninstitute.

„Oscar I“ enthält einen Miniatursender von etwa 100 mW Leistung. Er wird aus Quecksilberzellen gespeist und erreicht mit einer Drehkreuz-Dipolantenne von 1 m Spannweite eine Reichweite von mehr als 800 km. Der schaltungstechnische Aufbau ist unkompliziert und besteht aus einem Transistoroszillator, einem Verdoppler und einer Leistungs-Endstufe. „Oscar I“ trat am 12. Dezember 1961 an „Bord“ des 36. amerikanischen Discoverer-Satelliten die Reise in den Weltraum an und begann 90 Minuten nach dem Start mit der Ausstrahlung der „Hi“-Signale. Außer dem Sender für 144 MHz hatte die zweite Stufe des Discoverer die übliche Nutzlast, eine Instrumentenkapsel, zu transportieren. Der Amateursender wurde beim ersten Überfliegen der Antarktis ausgestoßen und ging dicht hinter dem Muttersatelliten auf eine Erdumlaufbahn, die ihn alle 91 Minuten in Höhen zwischen 240 und 418 km einmal um die Erde führt. Im Laufe der nächsten Jahre sollen noch weitere „Oscar“-Satelliten in Umlauf gesetzt werden. Die genaue Planung für „Oscar II“ berück-

sichtigt besonders die Technik und Möglichkeiten des Amateurfunks. So wird diese Amateurfunkstation im Weltraum Signale auf 52 MHz aufnehmen und auf 144 MHz wieder abstrahlen. Im Prinzip handelt es sich um einen Umsetzer, wie er beispielsweise im deutschen Fernsehversorgungsnetz für andere Frequenzen bekannt ist.

Die Technik der „Oscar II“-Amateurfunkstation ist einfach, aber sehr modern. Empfänger und Sender sind transistorisiert. Das Empfangsgerät ist ein empfindlicher Super mit quartzesteuertem Oszillator und einer Bandbreite von 10 kHz. Die Empfindlichkeit wird mit 0,5  $\mu\text{V/m}$  für 1 V Ausgangsspannung angegeben. Der auf der Festfrequenz 52 MHz arbeitende Super empfängt amplitudenmodulierte Sendungen von der Erde und steuert die Sendeanlage. Nach dem Projekt wird der „Oscar II“-Sender für 144 MHz eine Leistung von etwa 50 mW haben. Ähnlich wie der „Oscar I“-Sender ist der Aufbau dreistufig, und zwar in der Reihenfolge Oszillator—Verdoppler—Leistungs-Endstufe. Für die Stromversorgung sind Quecksilberbatterien für sechs Monate Lebensdauer bei Einschaltbetrieb vorgesehen. Als Antenne dient ein 1 m langer Dipol. Die Reichweite dieses Senders hängt von der Leistung der Bodenstation auf der Erde ab. Man hat errechnet, daß bei einer Leistung des Bodensenders von 100 W an einer Sendeanenne mit 12,5 dB Gewinn und einer Empfangsantenne von 16 dB Gewinn die theoretische Reichweite über 1600 km sein könnte. Auch dieser zweite Amateurfunk-Satellit soll im Hucklepackverfahren mit einem anderen offiziellen Satelliten-Abschuß auf die Erdumlaufbahn gebracht werden.

Der Start des ersten Amateurfunk-Satelliten „Oscar I“ löste bei allen Funkfreunden der Welt große Begeisterung aus. Auch in Deutschland setzte die Beobachtertätigkeit ein. Die ersten Meldungen hierüber brachte E. Brockmann, DJ 1 SB, der Leiter des Referates für Amateurfunkbeobachtungen im DARC auf dem 80-m-Band. Weitere Informationen werden im AFB-Rundspruch samstags von DJ 1 SB um 16.30 Uhr und sonntags im Anschluß an den DL-Rundspruch von DL Ø HH und DL Ø BN im 80-m-Band und ferner auf dem 2-m-Band von DL 1 SB um 10.30 Uhr ausgestrahlt. Dieser neu ins Leben gerufene AFB-Rundspruch enthält alle aktuellen AFB-Nachrichten sowie den Funkwetterbericht und wird von DJ 1 SB zusammengestellt. Wer Nachrichten aus erster Hand empfangen will, achte auf die ARRL-Station W 1 AW; sie überträgt „Oscar“-Nachrichten in Fonie jeweils montags bis samstags um 02.00 Uhr MEZ und dienstags bis sonntags um 04.30 Uhr MEZ auf den Frequenzen 1820, 3945, 7255, 14280 (SSB), 21 330, 29 000 und 50 700 kHz.

Für die Beobachtungstätigkeit des Funkamateurs eröffnet das Satellitenprogramm, von dem man annehmen darf, daß es für Forschungszwecke und zur Förderung des Amateurfunks laufend ausgebaut werden wird, neue Möglichkeiten. Viele Stationen werden Antennenanlagen und Gerätepark den neuen Anforderungen anpassen müssen. Insgesamt betrachtet, darf man einen neuen Aufschwung der UKW-Tätigkeit erwarten. Das Referat für Amateurfunkbeobachtungen in Wiesbaden-Dotzheim ist für die neuen Aufgaben gerüstet. Für Beobachtungsmeldungen stehen bestimmte Formulare zur Verfügung.

Daneben soll die bisherige Beobachtung im Rahmen der IGY-Arbeit und ähnliche Aufgaben nicht übersehen werden. Wenn auch die neue „Oscar-I“-Kontrolle im Augenblick am aktuellsten ist, sind die früher begonnenen Beobachtungsreihen nicht weniger wichtig, und es gilt für den deutschen Funkfreund, hier unbeirrt weiterzuarbeiten.

Werner W. Diefenbach



# Transistor-Adapter mit phasenempfindlicher Gleichrichtung des Stereo-Signals

DK 621 396 62: 534,76

Für die empfangsseitige Rückbildung der Teilsignale aus einem nach der in den USA gültigen Norm zusammengesetzten Stereo-Signal bestehen verschiedene Möglichkeiten. In dem folgenden Beitrag wird gezeigt, daß die Anwendung einer Schaltung mit phasenempfindlicher Gleichrichtung zahlreiche Vorteile hat. Da infolge des Fehlens von Paßfiltern und Matrixschaltungen im Signalweg keine Verstärkung erforderlich ist, erweist sich für die übrigen Stufen der Einsatz von Transistoren als sinnvoll. Der geringe Strombedarf eines solchen Adapters kann stets aus dem Heizkreis des zugehörigen Rundfunkempfängers entnommen werden. Insgesamt ergibt sich eine äußerst einfache und zugleich qualitativ hochwertige Anordnung. An Hand von Meßergebnissen werden die Eigenschaften des beschriebenen neuen Transistor-Adapters<sup>1)</sup> und eines in den USA hergestellten Adapters üblicher Bauart einander gegenübergestellt.

## 1. Übertragungsverfahren

Bei dem in den USA und Kanada angewandten Verfahren für die stereophonische UKW-Rundfunkübertragung werden senderseitig aus dem linken ( $L$ ) und dem rechten ( $R$ ) NF-Teilsignal zunächst die kombinierten Signale  $L+R$  und  $L-R$  gebildet. Das Differenzsignal  $L-R$  wird sodann über eine Hilsträgerfrequenz von 38 kHz durch Amplitudenmodulation mit Trägerunterdrückung in das Hilfsignal ( $L-R$ ) transformiert. Das Summensignal für die Frequenzmodulation des UKW-Hauptträgers enthält als Modulationsanteile das Hauptsignal  $L+R$  mit Frequenzen von 0...15 kHz, das Hilfsignal ( $L-R$ ) mit Frequenzen von 23...53 kHz und einen 19-kHz-Pilotton, der zu dem unterdrückten 38-kHz-Hilsträger in fester Phasenbeziehung steht. Dieser Pilotton erlaubt die phasenstarke Rückbildung des Hilfsignals im Empfänger, und zwar ohne die Gefahr von Störungen durch eng benachbarte Modulations-Seitenfrequenzen, wie es bei direkter Übertragung des Hilfsignals der Fall wäre.

Im Empfänger können die drei Modulationsanteile  $L+R$ ,  $(L-R)$  und die 19-kHz-Pilotfrequenz am FM-Demodulator wieder entnommen werden. Für die Zeitkonstante des Demodulators einschließlich der nachfolgenden Siebglieder ist dabei ein Wert von 0,5  $\mu$ s zu fordern, um die Amplituden- und Phasenrelation zwischen Haupt- und Hilfsignal nicht zu stören. In Verbindung mit einem FM-Empfänger, der bereits über einen Stereo-NF-Verstärker verfügt, ist zum Stereo-Rundfunkempfang nur noch ein Adapter erforderlich, der aus den drei Komponenten die ursprünglichen NF-Teilsignale  $L$  und  $R$  zurückbildet.

Die Kompatibilität des Verfahrens ist für jeden Anwendungsfall gegeben. Der gewöhnliche FM-Empfänger demoduliert allein das Hauptsignal  $L+R$  eines stereophon modulierten FM-Senders und gibt damit die Gesamtinformation monophon

wieder. Das Signal/Rausch-Verhältnis wird dabei nur um 1 dB verschlechtert.

Auch im umgekehrten Fall, das heißt beim Empfang eines monophon modulierten FM-Senders mit einem auf FM-Stereo-Betrieb geschalteten Empfänger, wird die Gesamtinformation sinngemäß zugleich über beide NF-Kanäle wiedergegeben. In diesem Fall wird allerdings das Signal/Rausch-Verhältnis um etwa 20 dB vermindert, da der demodulierte Hilfskanal zwar kein Nutzsignal, aber einen beträchtlichen Rauschbeitrag liefert. In der Praxis wirkt sich das bei ausreichender Feldstärke des empfangenen Signals nicht aus, so daß eine Ausschaltung des Empfangsadapters nur bei geringer Feldstärke notwendig ist. Die weitere Diskussion des Verfahrens liegt nicht im Rahmen dieses Aufsatzes. Es wird diesbezüglich auf die von K. Wilhelm [1] gegebene Übersicht über die wichtigsten Vorschläge für die stereophonische Rundfunkübertragung und auf andere Erläuterungen der FCC-Stereo-Norm [2] verwiesen.

## 2. Adapter mit Trennung von Haupt- und Hilfsignal, getrennter Hilfsignal-Demodulation und Matrix zur Rückgewinnung der Teilsignale

Zur Rückgewinnung des linken ( $L$ ) und rechten ( $R$ ) Teilsignals aus den am Demodulator des Empfängers gegebenen drei Komponenten wird vorzugsweise eine An-

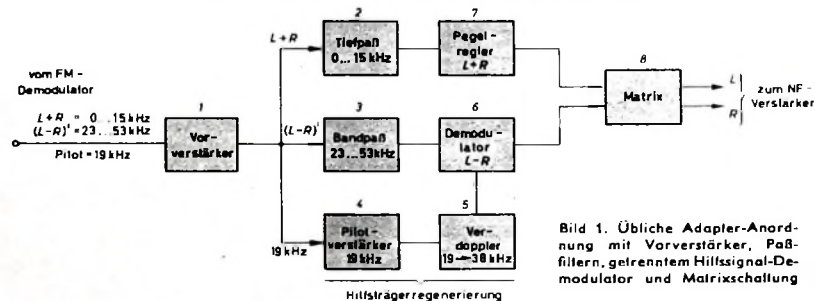


Bild 1. Übliche Adapter-Anordnung mit Vorverstärker, Paßfiltern, getrenntem Hilfsignal-Demodulator und Matrixschaltung

ordnung nach Bild 1 benutzt. Wie das Blockbild zeigt, werden Hauptsignal  $L+R$  und Hilfsignal ( $L-R$ ) zunächst in einem gemeinsamen Vorverstärker 1 verstärkt und dann durch geeignete Filter voneinander getrennt. Dabei wird gefordert, daß sowohl im Tiefpaß 2 für das Hauptsignal  $L+R$  (0...15 kHz) als auch im Bandpaß 3 für das Hilfsignal ( $L-R$ ) (23...53 kHz) die gleiche Laufzeit beziehungsweise Frequenzabhängigkeit des Phasenwinkels gegeben sein muß, um eine gute Übersprechdämpfung im ganzen Frequenzbereich sicherzustellen. Besonders an den Bandgrenzen ist diese Bedingung nur unvollkommen erfüllbar.

Das Hilfsignal ( $L-R$ ) gelangt sodann zusammen mit dem regenerierten Hilsträger (38 kHz) zum Demodulator 6. Die Hilsträgerrückgewinnung erfolgt durch Verstärkung und Verdopplung der 19-kHz-Pilotfrequenz in den dafür vorgesehenen Stufen 4 und 5. Schließlich werden die Teilsignale  $L$  und  $R$  in der Matrix 8 durch

Kombination des demodulierten Hilfsignals  $L-R$  (0...15 kHz) mit dem über den Pegelregler 7 zugeführten Hauptsignal  $L+R$  (0...15 kHz) wieder zurückgebildet. Die Amplitudenrelation zwischen Haupt- und Hilfsignal wird mittels des Pegelreglers 7 auf optimale Übersprechdämpfung zwischen beiden Kanälen eingestellt.

Neben der Schwierigkeit, im Tiefpaß 2 und im Bandpaß 3 die gleiche Frequenzabhängigkeit der Phase zu realisieren, ergibt die Matrix 8 einen Pegelverlust von mindestens 6 dB, der üblicherweise im Vorverstärker 1 ausgeglichen wird. Diese Methode hat den Nachteil, daß die unerwünschten Kombinationsfrequenzen 2. Ordnung zwischen den im Verstärker 1 gebildeten Oberwellen einerseits und der 19-kHz-Pilotfrequenz sowie der 38-kHz-Hilsträgerfrequenz andererseits stark in Erscheinung treten. Das läßt sich zwar vermeiden, wenn an Stelle des Vorverstärkers 1 getrennte Nachverstärker eingesetzt werden. Allerdings würde damit der ohnehin nicht geringe Aufwand dieser Anordnung noch erhöht. Im allgemeinen kommen in den bekannten Schaltungen dieser Art drei bis sechs Röhrensysteme zur Anwendung, deren Leistungsbedarf normalerweise aus dem Netzteil des zugehörigen Empfängers nicht mehr gedeckt werden kann. Der damit notwendige separate Stromversorgungsteil bringt eine

weitere Verteuerung des Adapters, so daß der Wunsch nach einer insgesamt einfacheren Lösung naheliegt.

## 3. Adapter mit direkter Demodulation des Summensignals

Diese Anordnung betrifft den sogenannten phasenempfindlichen Gleichrichter, der in Anlehnung an die Vorschläge für ein puls-amplitudenmoduliertes Stereo-Rundfunk-Übertragungssystem eine unmittelbare Rückgewinnung der Teilsignale  $L$  und  $R$  aus dem Summensignal gestattet. Die in der erwähnten Veröffentlichung [1] für das hier benutzte FM-Stereo-System gebrachten Diagramme zeigen, daß durch die obere und untere Hüllkurve des den FM-Hauptträger modulierenden Stereo-Summensignals unmittelbar die Teilsignale  $L$  und  $R$  dargestellt werden, so daß deren Trennung im Empfänger durch phasenstarke Umschalten mit der Hilsträgerfrequenz erfolgen kann. Nach den diesbezüglichen Veröffentlichungen hat

<sup>1)</sup> FM-Stereo-Adapter „22 914“ für die Nachrüstung von Rundfunkgeräten. Funk-Techn. Bd. 16 (1961) Nr. 24, S. 864

jedoch diese Methode verschiedene Nachteile. Unter anderem besteht über die Amplitudenrelation zwischen dem Haupt- und Hilfssignal keine freie Verfügungsmöglichkeit. Das kann eine schlechte Übersprechdämpfung zur Folge haben. Des weiteren ist die Gefahr für die Bildung starker Kombinationsfrequenzen gegeben, weil der Gleichrichteranordnung auch das Hauptsignal und die Pilotfrequenz zugeführt werden. Die Anwendung einer solchen Schaltung ist daher bisher unterblieben.

#### 4. Die neue Schaltung

Hier durchgeführte Untersuchungen haben ergeben, daß man dennoch gerade auf dem zuletztgenannten Wege zu einer sehr einfachen Lösung gelangt. Gegenüber der

kung in T1 zur Synchronisation des 19-kHz-Oszillators benutzt. Dieser arbeitet mit T2 in kapazitiver Eco-Schaltung. Der Kollektorkreis L7, C1205 von T2 ist auf die Hilfstägerfrequenz abgestimmt (38 kHz) und liefert an die beiden Dioden D1, D2 des phaseneempfindlichen Gleichrichters eine Schaltspannung von etwa  $7 V_{eff}$ .

Das Stereo-Summensignal wird am Symmetriepunkt von L8 eingespeist, um die Hilfstägerfrequenz vom Adaptereingang fernzuhalten. Das RC-Glied R1306, C1308 dient zur Korrektur der Phasen- und Amplitudenrelation zwischen Hauptsignal L + R und Hilfssignal (L - R)', das in der Gleichrichteranordnung einen geringen Pegelverlust erleidet. Durch diese Maßnahme wird in Verbindung mit dem Phasenkorrekturglied R1106, C1104 der

Umständen an der Gehäusedecke oder Schallwand eines mit Röhren bestückten Empfängers montiert werden muß, können Betriebstemperaturen von mehr als  $50^{\circ}C$  auftreten. Im Bereich von  $-10 \dots +60^{\circ}C$  sollte daher eine ausreichende Übersprechdämpfung von mindestens 25 dB gewährleistet sein; das entspricht einer zulässigen Phasenabweichung des Hilfstägers von weniger als  $10^{\circ}$ . Bei der hier gewählten Dimensionierung ergibt sich damit eine zulässige Frequenzdrift des frei schwingenden Oszillators von etwa

$$|\Delta f_0| \leq 60 \text{ Hz},$$

entsprechend einem Temperaturkoeffizienten der Frequenz von

$$|T_{kf}| \leq 9 \cdot 10^{-5}$$

Durch sorgfältige Stromstabilisierung der Transistoren und geeignete Auswahl und Alterung der frequenzbestimmenden Elemente des Oszillators erreicht man in der Praxis für  $|T_{kf}|$  reproduzierbare Werte um  $5 \cdot 10^{-6}$ , so daß auch noch ein gewisser Spielraum für Abgleichtoleranzen verbleibt. Die Anforderungen an die Stabilität des 19-kHz-Siebkreises und des 38-kHz-Kreises sind um den Faktor 2...3 geringer.

Wie bereits erwähnt, erhält man bei geringer Empfangsfeldstärke durch Abschaltung des Adapters, das heißt bei monophoner Wiedergabe, einen um bis zu 20 dB günstigeren Signal/Rausch-Abstand, und zwar unabhängig davon, ob es sich ursächlich um ein monophon oder stereophon modulierte Signal handelt. Auf die Möglichkeit der Umschaltung des Adapters auf monophonen Betrieb kann daher nicht verzichtet werden, zumal diese Maßnahme unter Umständen auch beim Empfang von monophon modulierten Gleichkanalensendern, die im Versatzbetrieb arbeiten, unabhängig von der Empfangsfeldstärke erforderlich werden kann, um Interferenzstörungen mit der Pilotfrequenz und deren Oberwellen auszuschließen.

Wie Bild 3 zeigt, genügt hier für die Wahl zwischen Stereo- und Mono-Betrieb ein einziger Umschalter S. Bei Stereo-Betrieb werden die Arbeitswiderstände R1302, R1303 des Demodulators zusammen mit den Ladekondensatoren C1304, C1305 an Masse gelegt. Bei Mono-Betrieb wird die Basisvorspannung der Transistoren kurzgeschlossen und über R1105 zugleich eine

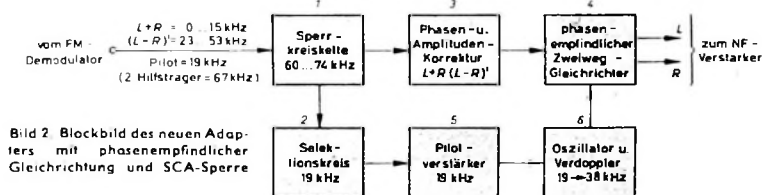


Bild 2. Blockbild des neuen Adapters mit phaseneempfindlicher Gleichrichtung und SCA-Sperre

Anordnung nach Bild 1 ergeben sich in qualitativer Hinsicht sogar noch eine Reihe von Vorteilen. Wie Bild 2 zeigt, wird sowohl auf die Vorverstärkung des Summensignals als auch auf die Trennung von Haupt- und Hilfssignal verzichtet. Das Summensignal gelangt über die Sperrkreiskette 1 und das Phasen- und Amplitudenkorrekturglied 3 direkt zum Doppelweggleichrichter 4, an dessen Ausgang die Teilsignale L und R verfügbar sind.

Die Regenerierung des 38-kHz-Hilfstägers erfolgt prinzipiell in der gleichen Weise wie bei Bild 1 durch Abseibung, Verstärkung und Verdopplung der 19-kHz-Pilotfrequenz in den Stufen 2, 5 und 6.

Durch den Fortfall der Paßfilter und der separaten Matrixschaltung liegt der Pegelverlust dieser Anordnung unter 2 dB, so daß man tatsächlich ohne eine Verstärkung im Signalweg auskommt.

Einzelheiten der Schaltung zeigt Bild 3. In den Stufen für die Hilfstägerregenerierung werden Transistoren verwendet. Infolge ihres geringen Leistungsbedarfs kann die Stromversorgung des Adapters stets aus dem Heizkreis des Empfängers gedeckt werden. Die Erzeugung der Betriebsspannung erfolgt hier mittels der beiden Dioden D3, D4 in Spannungsverdopplerschaltung. Die an C1401 verfügbare Kollektorspannung ist -8 V.

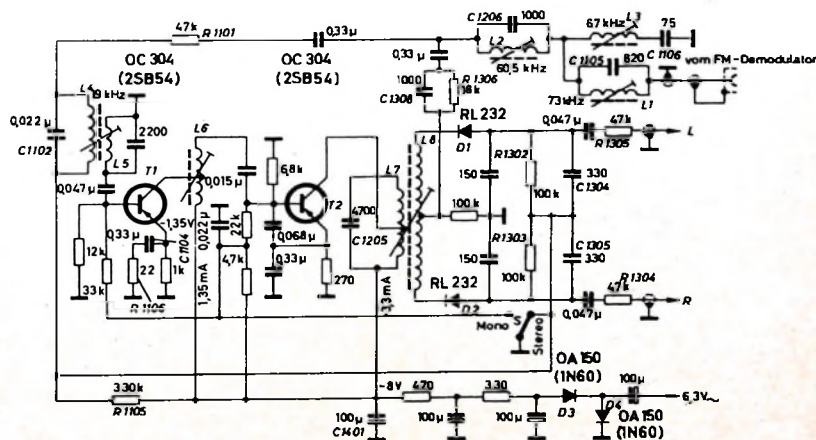
Das im Eingang des Adapters liegende T-Filter, bestehend aus zwei Sperrkreisen für 60,5 kHz (L2, C1206) und 73 kHz (L1, C1105) und einem Saugkreis für 67 kHz (L3, C1106), dient zur Unterdrückung von Störungen durch das SCA-Signal. In den USA wird auch bei den stereophonen Rundfunkprogrammen unabhängiges Musikprogramm ausgestrahlt wird, das von zahlenden Abonnenten mit Hilfe von Spezialempfängern abgehört werden kann.

Der Pilotton wird mit dem 19-kHz-Kreis (L4, C1102) abseibt und nach Verstär-

Vorstufe T1 im gesamten interessierenden Frequenzbereich eine hohe Übersprechdämpfung erreicht, und zwar bei exakter Resonanzabstimmung aller Schwingungskreise. Das ist wichtig, denn bei versetztem Abgleich eines oder mehrerer Kreise zwecks Phasenkorrektur wären in der Serienfertigung hinsichtlich der Abgleichtoleranzen keine stabilen Verhältnisse erreichbar.

Die Dimensionierung des Oszillators ist in verschiedener Hinsicht kritisch. Es werden zugleich eine hohe Synchronisationsempfindlichkeit, ein ausreichender Mitnahmebereich und eine gute Amplitudenbegrenzung verlangt. Diese Forderungen bedingen unter anderem eine überspannte Betriebsweise für die kollektorseitige Aussteuerung von T2. Insgesamt ist die Einstellung so gewählt worden, daß die Empfängerabstimmung bei beliebiger Feldstärke unkritisch ist und keine Übergangsgeräusche auf den Flanken der Durchlaßkurve entstehen.

Von besonderer Wichtigkeit ist ferner das Temperaturproblem. Da der Adapter unter





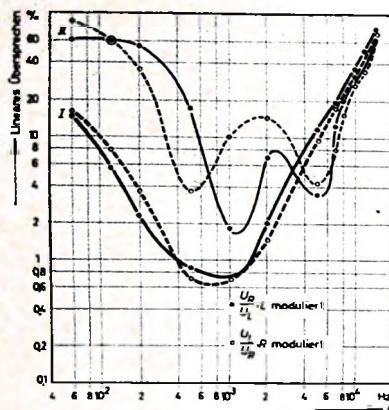


Bild 4. Lineares Übersprechen über der Signalfrequenz; Frequenzhub des Senders: Pilotton 8 kHz, Signal 13 kHz ( $m = 20\%$ ); Adapteraussteuerung: Pilotton 1,5 V<sub>ss</sub> und Signal 2,5 V<sub>ss</sub> für I (Körting); Pilotton 0,3 V<sub>ss</sub> und Signal 0,5 V<sub>ss</sub> für II (G.E.)

Sperrspannung für die Dioden D 1, D 2 und über R 1101 ein Umweg für das NF-Signal freigegeben, das dann über die von Masse getrennten Widerstände R 1302, R 1303 zu beiden Ausgängen gelangt. Die Betätigung des Umschalters erfolgt mit der Stereo-Taste des Empfängers, die für die Stereo-Umschaltung des NF-Verstärkers im allgemeinen vorhanden ist. Eine weitere Bedienung des Adapters ist nicht erforderlich.

Zur Auswahl der Transistoren ist zu sagen, daß sowohl legierte HF-Transistoren vom Typ OC 44 oder AF 101 als auch gewöhnliche NF-Transistoren verwendet werden können, wenn diese auf ausreichende Leistungsverstärkung bei 19 kHz vorsortiert sind. Diese haben dann gegenüber den legierten HF-Transistoren den Vorteil größerer Spannungsfestigkeit, die hier benötigt wird.

Die an den beiden Ausgängen des Adapters auftretenden Reste der Pilotfrequenz und des Hilfsträgers sowie deren Oberwellen liegen in der Größenordnung von 50 ... 200 mV. Sie werden durch die Widerstände R 1304, R 1305 in Verbindung mit den nachfolgenden Kabelkapazitäten so weit geschwächt, daß sie bei normaler Rundfunkwiedergabe praktisch keinen stö-

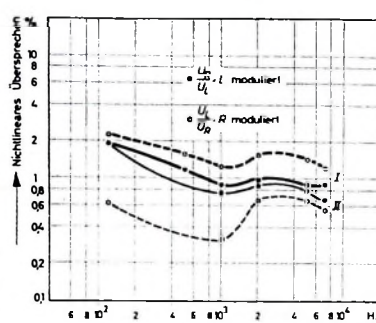


Bild 5. Nichtlineares Übersprechen  $f_0 = 2f$  über der Signalfrequenz  $f$ ; Frequenzhub des Senders: Pilotton 8 kHz, Signal 39 kHz ( $m = 60\%$ ); Adapteraussteuerung: Pilotton 1,5 V<sub>ss</sub> und Signal 7,5 V<sub>ss</sub> für I (Körting); Pilotton 0,3 V<sub>ss</sub> und Signal 1,5 V<sub>ss</sub> für II (G.E.)

renden Einfluß ausüben. Bei Stereo-Tonbandaufnahmen bewirken sie dagegen Verzerrungen und Interferenzen mit der Löscho- und Vormagnetisierungsfrequenz. Zur Beseitigung dieser Störungen wurde ein spezielles Tiefpaßfilter<sup>3)</sup> entwickelt, das zwischen Rundfunk- und Tonbandgerät einzuschalten ist. Auf diese Weise wird der Adapter für den normalen Anwendungsfall der Stereo-Rundfunkwiedergabe nicht unnötig verteuert.

## 5. Meßergebnisse

Es wurden vergleichende Messungen zwischen dem beschriebenen Adapter (I) und einem serienmäßigen, im Originalzustand befindlichen Stereo-Adapter (II) eines amerikanischen Fabrikates (G.E.) ausgeführt. Mit diesem wurde zugleich der eigene UKW-Stereo-Sender auf seinen normgerechten Abgleich kontrolliert. Alle Messungen sind unter Einbeziehung des HF-Übertragungsweges vorgenommen worden, um die in der Praxis bestehenden Verhältnisse zu berücksichtigen. Zwangsläufig enthalten die Meßergebnisse damit nicht nur die Eigenschaften des jeweils verwendeten Adapters, sondern auch Ein-

<sup>3)</sup> Tiefpaßfilter „23 910“ für Stereo-Tonbandaufnahmen von FM-Stereo-Rundfunksendungen. Funk-Techn. Bd. 16 (1961) Nr. 24, S. 866

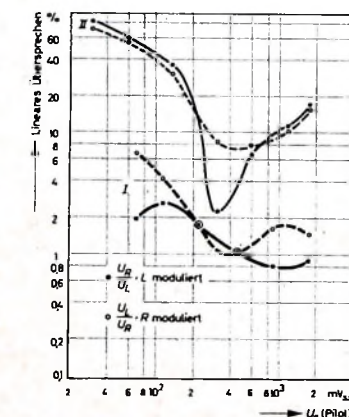


Bild 8. Lineares Übersprechen für  $f = 1$  kHz als Funktion der Adapteraussteuerung; Frequenzhub des Senders: Pilotton 8 kHz, Signal 39 kHz ( $m = 60\%$ ); Adapteraussteuerung: Eingangssignal über Teiler variiert, Pilotamplitude  $U_e =$  Bezugsgröße

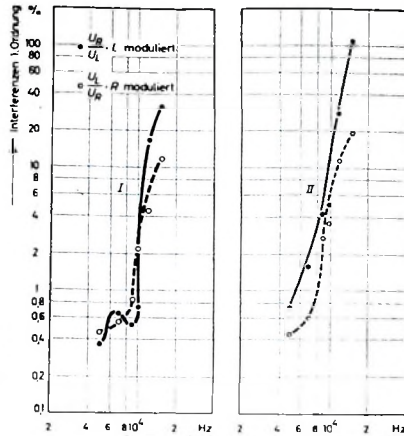


Bild 6. Interferenzen 1. Ordnung  $f_0 = 19 \text{ kHz} - f$  über der Signalfrequenz  $f$ . Der Frequenzhub und die Aussteuerung entsprechen den Angaben bei Bild 5

flüsse des Modulators, des Senders und des Empfängers.

Die Aussteuerung des amerikanischen G.E.-Adapters wurde auf minimale Werte des linearen Übersprechens eingestellt und entsprach dabei der Vorschrift des Herstellers.

## 5.1 Lineares Übersprechen (Bild 4)

Im Bereich zwischen 100 Hz und 5000 Hz zeigt sich eine Überlegenheit des Adapters I um bis zu 20 dB. Bei gehöriger Bewertung fällt dieser Vorteil noch stärker ins Gewicht. Bei Frequenzen oberhalb 5 ... 7 kHz zeigen beide Adapter einen Anstieg des Übersprechens, der zum Teil senderseitig und empfängerseitig bedingt ist. Beim Adapter II sind die Übersprechwerte in beiden Richtungen verschieden, was auf Unterschiede im Amplituden- und Phasengang von Haupt- und Hilfskanal zurückzuführen sein dürfte.

## 5.2 Nichtlineares Übersprechen (Bild 5)

Zwischen beiden Adaptern bestehen keine wesentlichen Unterschiede. Da die Messung in dem für den Adapter II günstigsten Arbeitspunkt erfolgte, liegt die Ausgangsspannung um 6 dB niedriger als bei dem Adapter I, so daß dieser hier vergleichsweise benachteiligt ist.

## 5.3 Interferenzen 1. Ordnung (Bild 6)

Bei hohen Frequenzen zwischen 12 und 15 kHz zeigt der Adapter I um bis zu 10 dB bessere Werte.

## 5.4 Interferenzen 2. Ordnung (Bild 7)

Bei Nutzfrequenzen zwischen 7 und 12 kHz, entsprechend Interferenzen zwischen 0 und 2,5 kHz, also in einem physiologisch überaus kritischen Gebiet, zeigt der Adapter I um bis zu 25 dB bessere Werte. Der Grund für diese Überlegenheit liegt im Fortfall eines Vorverstärkers im Signalweg.

## 5.5 Lineares Übersprechen als Funktion der Aussteuerung des Adapters (Bild 8)

Mit dem Adapter I werden über den gesamten Aussteuerbereich, entsprechend einer Pilotspannung von etwa 70 mV<sub>ss</sub> bis

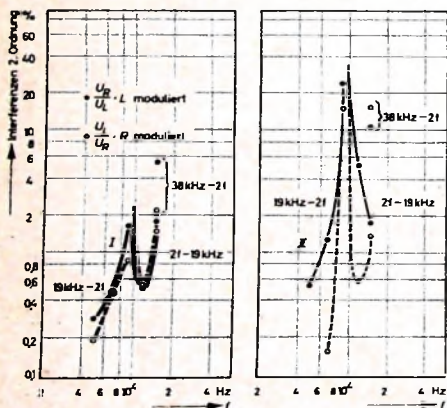


Bild 7. Interferenzen 2. Ordnung  $f_0 = 19 \text{ kHz} - 2f$ ,  $2f - 19 \text{ kHz}$ ,  $38 \text{ kHz} - 2f$  über der Signalfrequenz  $f$ ; Frequenzhub und Aussteuerung wie bei Bild 5



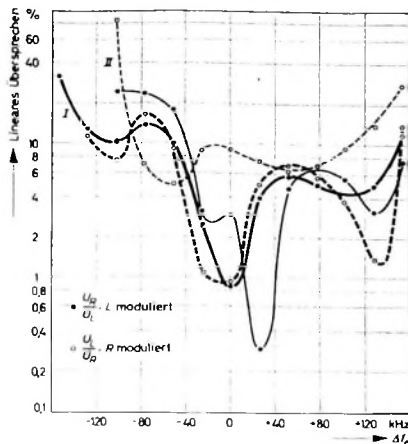


Bild 9. Lineares Übersprechen für  $f = 1$  kHz als Funktion der Empfängerverstimmung  $\Delta f_p$ ; Frequenzhub und Aussteuerung wie bei Bild 5; Empfänger-eingangsspannung an der Antenne etwa 10 mV

1.8 V<sub>SS</sub>. Übersprechwerte von weniger als 5% erreicht. Das Verhalten des Adapters II ist von der Aussteuerung stark abhängig. Lediglich in einem Aussteuerungsbereich von etwa 250 mV<sub>SS</sub> ... 900 mV<sub>SS</sub> Pilotspannung bleibt das Übersprechen unter 10%.

#### 5.6 Lineares Übersprechen als Funktion der Verstimmung des Rundfunk-Empfängers (Bild 9)

Beim Adapter I ist die Empfängerabstimmung weniger kritisch. In einem Verstimmungsbereich von  $\pm 120$  kHz bleibt das Übersprechen kleiner als 10%. Für den Adapter II ist die mit der Änderung der Empfängerabstimmung verbundene Schwankung der Aussteuerung zu groß, so daß die Werte ungünstiger als beim Adapter I liegen.

#### 5.7 Lineares Übersprechen als Funktion des Frequenzhubes (Bild 10)

Bei dem Adapter I sinkt das Übersprechen mit steigendem Hub stetig ab, so daß bei hoher Senderaussteuerung gegenüber dem Adapter II um bis zu 14 dB bessere Werte erreicht werden.

#### 5.8 Ausgangsspannung, Verstärkung

Der Adapter I hat eine Dämpfung von etwa 1,5 dB. Bei diesem Wert ergibt sich in Verbindung mit einem Rundfunkgerät deutscher Herstellung, das mit 250 V arbeitet, eine Ausgangsspannung von 360 mV

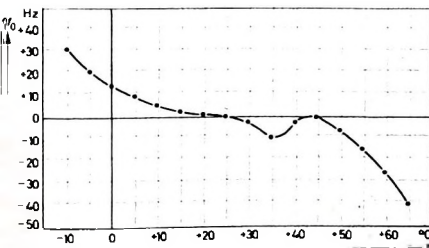


Bild 11. Frequenzdrift  $\Delta f_0$  des frei schwingenden 19-kHz-Oszillators als Funktion der Temperatur; Messung nur für den Adapter I (Körting)

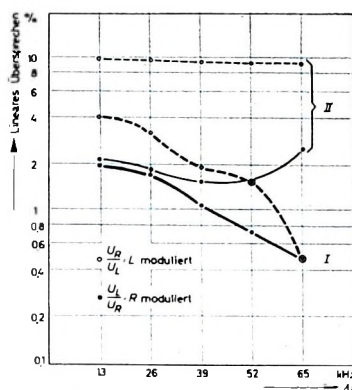


Bild 10. Lineares Übersprechen für  $f = 1$  kHz als Funktion des Frequenzhubes; Senderaussteuerung durch Pilotton: Frequenzhub 8 kHz; Adapteraussteuerung: Pilotton 1,5 V<sub>SS</sub> und Signal 2,5 ... 12,5 V<sub>SS</sub> für den Adapter I (Körting), Pilotton 0,3 V<sub>SS</sub> und Signal 0,5 ... 2,5 V<sub>SS</sub> für den Adapter II (G.E.)

bei 1000 Hz und 20% Aussteuerung des Senders.

Der Adapter II hat eine Eigenverstärkung von etwa +6 dB. In Verbindung mit einem Rundfunkgerät deutscher Herstellung ist jedoch eine Reduzierung der Steuerspannung um mindestens 6 dB bis möglichst 12 dB am Eingang des Adapters notwendig, um das lineare Übersprechen im optimalen Bereich zu halten und ein unzulässiges Ansteigen der Kombinationsfrequenzen 2. Ordnung zu vermeiden. Bei einer Reduzierung der Eingangsspannung um 8 dB ist die Ausgangsspannung bei 1000 Hz ebenfalls 360 mV effektiv für 20% Aussteuerung des Senders. Wegen der geringeren Aussteuerfähigkeit des Adapters II ist dessen eigene Verstärkung praktisch nicht ausnutzbar.

#### 5.9 Frequenzdrift des Oszillators (Bild 11)

Beim Adapter I tritt bei  $-10^\circ\text{C}$  eine maximale Frequenzabweichung von nur +31 Hz, bei  $+60^\circ\text{C}$  von nur 26 Hz auf (bezogen auf eine Abgleichtemperatur von  $25^\circ\text{C}$ ). Das entspricht einem mittleren  $T_{kf}$  von  $4,3 \cdot 10^{-3}$ . Die Ergebnisse wurden durch Ausmessen der Schwebungsfrequenz zwischen einem 19-kHz-Quarznorm und dem frei schwingenden Oszillator des Transistor-Adapters I ermittelt.

#### 5.10 Übersprechdämpfung als Funktion der Temperatur (Bild 12)

Zwischen  $-5^\circ\text{C}$  und  $+60^\circ\text{C}$  liegen die Dämpfungswerte beim Adapter I stets über 30 dB. Die Empfängerabstimmung wurde vor jeder Ablesung kontrolliert und (falls nötig) auf den Nullpunkt der Diskriminatorkurve korrigiert. Jede Ablesung erfolgte

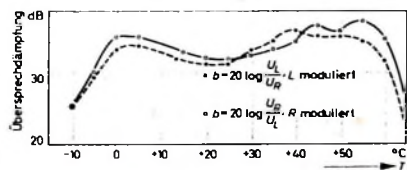


Bild 12. Übersprechdämpfung für  $f = 1$  kHz als Funktion der Temperatur; Frequenzhub des FM-Senders: Pilotton 8 kHz, Signal 13 kHz ( $m = 20\%$ ); Adapteraussteuerung: Pilotton 1,5 V<sub>SS</sub> und Signal 2,5 V<sub>SS</sub>; Messung nur für den Adapter I (Körting)

erst nach 1/2-stündigem Temperaturausgleich bei der jeweiligen Meßtemperatur (das gilt auch für Bild 11).

\*

Abschließend möchte ich meinem langjährigen Mitarbeiter, Herrn Ing. E. Feyera ben d., danken, der an der Durchführung der experimentellen Untersuchungen und umfangreichen Messungen wesentlich beteiligt war.

#### Schrifttum

- [1] Wilhelm, K.: Übersicht über die wichtigsten Vorschläge, Stereophonie über Rundfunk zu übertragen. NTZ Bd. 3 (1961) S. 129-141
- [2] Janus, G.: Die amerikanische FCC-Stereo-Norm. Funk-Techn. Bd. 16 (1961) Nr. 16, S. 554-555

## »Ticcolo« — ein Reiseempfänger mit Schaltuhr

Rundfunkempfänger mit eingebauter Uhr sind zwar nicht neu auf dem Markt, aber trotz wiederholter Ansätze konnte sich dieser Empfängertyp nicht recht durchsetzen, hauptsächlich wahrscheinlich deshalb, weil die Empfänger zu groß und zu schwer waren, um von einem Zimmer ins andere mitgenommen zu werden, ganz abgesehen von der Abhängigkeit von der Netzsteckdose. Die Transistorisierung der Empfänger erlaubt eine radikale Verkleinerung der Abmessungen und des Gewichts und macht den Empfänger vom Netz unabhängig. Deshalb ergeben sich für diesen Empfängertyp heute neue Aspekte.

Telefunken stellte jetzt den Taschenempfänger „Ticcolo“ vor, den man auch als „Reisewecker“ bezeichnen könnte.



Ansicht des „Ticcolo“ vor, den man auch als „Reisewecker“ bezeichnen könnte.

nen könnte. Mit den Abmessungen von nur 13,7 x 7,8 x 3,7 cm (Gewicht 330 g o. B.) ist dieser mit 6 Transistoren und 2 Ge-Dioden bestückte 5-Kreis-Empfänger für MW und LW wirklich handlich. Die Gegentakt-Endstufe mit 2 x AC 117 gibt 150 mW Ausgangsleistung an den perm.-dyn. Lautsprecher von 57 mm Durchmesser ab. Zur Stromversorgung des auch in lederner Bereit-schaftstasche lieferbaren „Ticcolo“ dienen vier Mignonzellen zu je 1,5 V, die bei intermittierendem Betrieb und mittlerer Lautstärke für etwa 200 Betriebsstunden reichen. An einer seitlich angebrachten konzentrischen Buchse läßt sich zusätzlich ein dynamischer Kopfhörer oder der Telefunken-Dreiecklautsprecher anschließen.

Der „Ticcolo“ enthält nun eine eingebaute Schaltuhr mit antimagnetischem und stoßgesichertem 30-Stunden-Laufwerk, Leuchtzeiger und Zentralsekundenzeiger. Der Zeitpunkt für das automatische Einschalten des Empfängers wird durch Drehen des Abdeckglases über dem Ziffernblatt eingestellt, und wenn der Schalter unter der Uhr nach links steht, schaltet die mit vergoldeten Schallkontakten ausgestattete Uhr das Gerät ein und nach etwa 30 Minuten wieder aus. Steht der Schalter rechts, dann arbeitet der Empfänger ohne Schaltautomatik.



# »Kolibri T 30« Taschenempfänger für UKW, MW und LW

DK 621.396.62

## 1. Planung und Aufbau

Bei der Planung und dem Entwurf eines Taschenempfängers muß man sich in erster Linie mit der Möglichkeit der Beschaffung der einzelnen Kleinbauteile befassen, die Batteriefrage klären und sich Gedanken über die zweckmäßigste Schaltung machen.

Da beim Taschenempfänger meistens mit einer sehr unzureichenden UKW-Antenne zu rechnen ist, dürfte es unumgänglich sein, den UKW-Teil mit einem Vortransistor auszustatten und großen Wert auf die Verstärkung des 10,7-MHz-Verstärkers zu legen. Durch die gewählte Größe des Gerätes sind ferner die Abmessungen des Ferritstabes für die AM-Vorkreise festgelegt, und damit ist bereits die Aufnahme-fähigkeit der Ferritantenne von vornherein auf einen bestimmten Wert begrenzt. Auch bei AM muß deshalb auf gute Gesamtverstärkung geachtet werden. Der NF-Teil ist so auszulegen, daß selbst noch verhältnismäßig schwach einfallende Stationen mit ausreichender Lautstärke empfangen werden können.

Zur Klärung der Batteriefrage sind zwei Gesichtspunkte zu beachten, einmal die Lebensdauer der Batterie und zum anderen die Größe des Raumes, den man im Gerät der Batterie zugesteht. Wenn man den NF-Teil des Gerätes wie im vorliegenden Fall für etwa 200 mW auslegt, ist in der Gegentakt-Endstufe mit einem verhältnismäßig großen Strom zu rechnen. Die Batterie eines solchen verhältnismäßig kleinen Empfängers darf also nicht unterdimensioniert werden; die Lebensdauer der Batterie muß bei intermittierendem Betrieb und angemessener Lautstärke ein möglichst wirtschaftliches Optimum haben.

Schwieriger wird das Entwurfsproblem schon bei manchen Einzelteilen, die meistens nicht so klein und mit den gewünschten elektrischen Eigenschaften erhältlich sind, wie man es sich wünscht.

Die Einzelkreise des »Kolibri T 30«, von denen sich auch zwei Stück zu einem kapazitiv gekoppelten Bandfilter zusammenfassen lassen, wurden im Schaub-Labor eigens für Kleingeräte entwickelt. Dieser Einzelkreis (Bild 1) hat an seinem Spulenfuß sechs Anschlußstifte. Auf diese wird der eigentliche Spulenkörper, der in drei Kammern aufgeteilt ist, gesetzt. Darüber kommt ein Ferrit-Schalenkern, der mittels eines Haltringes auf dem Spulenfuß be-

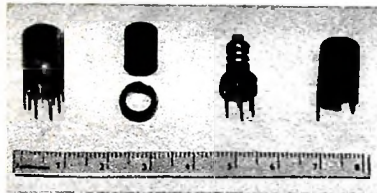


Bild 1. Aufbau der Einzelkreise

festigt wird. Zur Abschirmung wird ein Becher übergeschoben. Diese Einzelkreise werden im gesamten AM-ZF-Teil, als Oszillatorspule und im FM-ZF-Teil verwendet. Nur als Ratiofilter wurde ein gesondertes Bandfilter verwendet.

Der Drehkondensator (für AM und FM kombiniert und mit PVC-Festdielektrikum und vier Trimmern ausgestattet) sowie die NF-Transformatoren in tauchlötbarer Ausführung sind im Bild 2 dargestellt. Der Wellenschalter (Bild 2, rechts unten) wurde so konstruiert, daß man ihn als Reiter auf die gedruckte Leiterplatte aufsetzt; auf der kassierten und unkaschierten Seite der Leiterplatte hat man dann je drei Umschalter mit je vier Kontakten zur Verfügung. Der Wellenschalter ist als Schiebeshalter ausgebildet und hat drei Schaltstellungen. Drehkondensator, NF-Transformatoren und Wellenschalter wurden in Zusammenarbeit mit namhaften Firmen der Einzelteilindustrie entwickelt.

Aus fertigungstechnischen Gründen werden die HF- und ZF-Transistoren mit Miniaturfassungen verwendet. Bei der UKW-Vorstufe dient die Fassung gleichzeitig als Träger für den Eingangskreis, ebenso bei der UKW-Mischstufe für die Serienkreisspule. Dadurch ergibt sich eine Platzersparnis und eine mechanisch definierte Lage der Spule, die der Kleinbauweise sehr entgegenkommt.

Beim Aufbau der gedruckten Leiterplatte wurde von dem üblichen Rastermaß 2,5 mm abgegangen und ein Zwischenraster von 1,25 mm eingeführt. Der größte Teil der Widerstände und Kondensatoren muß aus Gründen der Platzersparnis hochgestellt werden.

Besonderes Augenmerk ist auf die Führung der Minusleitung auf der Platte zu richten; bei einem derart gedrängten Aufbau muß sie unbedingt so verlegt werden,

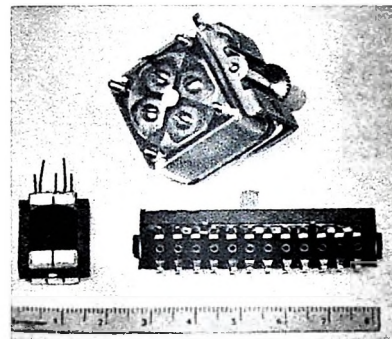


Bild 2. Drehkondensator (oben), NF-Transformator (links) und Wellenschalter (rechts unten)

daß keine Rückwirkungen auf die einzelnen Stufen auftreten.

Das ganze Gerät ist auf einer einzigen gedruckten Leiterplatte aufgebaut. Diese Platte wird dann in das mit Lautsprecher, UKW-Antenne und Skala vormontierte Gehäuse eingebaut. Bild 3 zeigt die Bestückungsseite mit allen Einzelteilen. Der Ausschnitt auf der rechten Seite unten dient zur Aufnahme des Batteriekastchens. Der Batteriekasten für vier Zellen je 1,5 V und der Wellenschalter sind gut im Bild 4 zu erkennen, das die im Gehäuse eingebaute Leiterplatte bei abgenommener Rückwand zeigt.

## 2. Schaltungseinzelheiten und Meßwerte

### 2.1 FM-HF-Teil

Die Vorstufe mit dem Transistor T 101 (AF 124) arbeitet in nichtneutralisierter Basisschaltung (Bild 5). Der Blindanteil des Fußpunktwidestandes der UKW-Antenne bildet zusammen mit den Kondensatoren C 101, C 103 und der Spule L 101 ein auf Bandmitte abgestimmtes T-Glied. Der Realteil des Eingangsleitwertes der Vorstufe ( $\approx 9 \text{ mS}$ ) und der Realteil des Antennen-Fußpunktwidestandes bedämpfen dieses T-Glied stark, wodurch sich eine gleichmäßige Verstärkung über den gesamten Frequenzbereich ergibt. Im Kollektorkreis liegt der mit C 107 durchstimmbare HF-Zwischenkreis. C 108 transformiert den Eingangswiderstand der Mischstufe so in den Zwischenkreis, daß sich Leistungsanpassung ergibt.

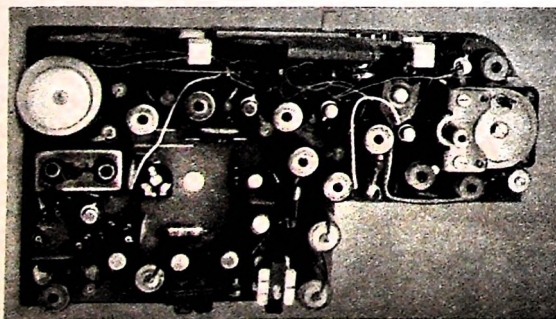
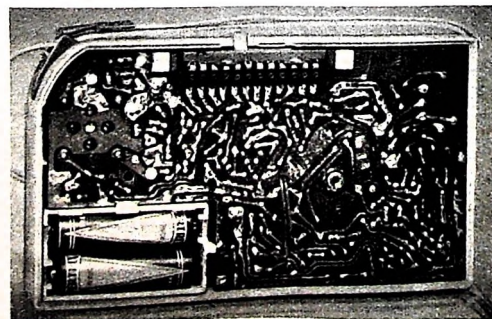


Bild 3. Blick auf die Bestückungsseite der Chassisplatte

Bild 4. Die im Gerät eingebaute Leiterplatte mit gedruckter Schaltungstechnik





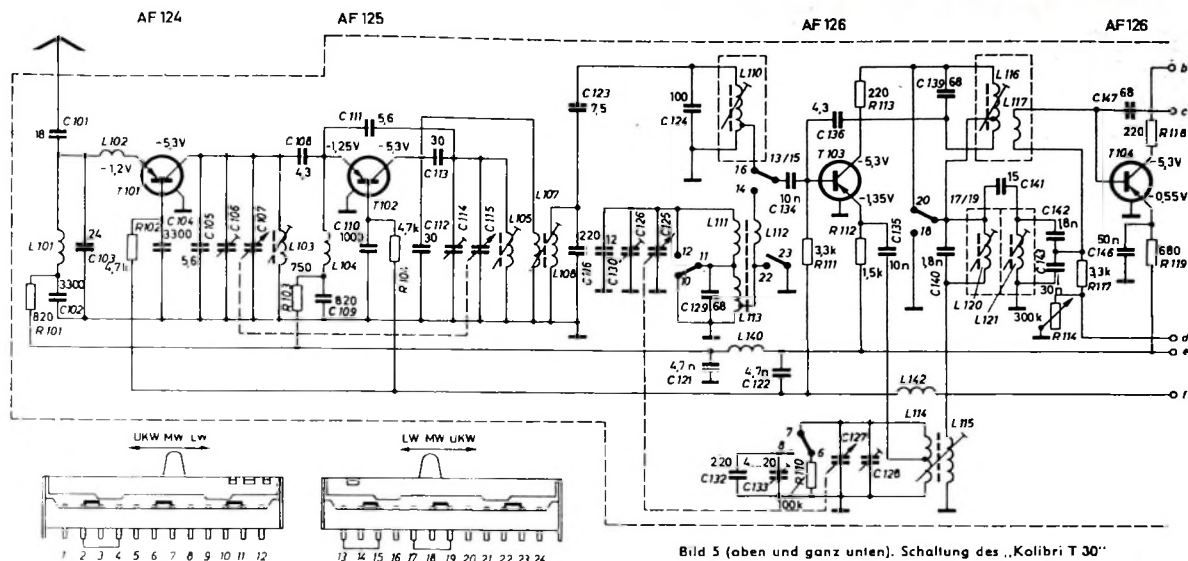


Bild 5 (oben und ganz unten). Schaltung des „Kolibri T 30“

Die selbstschwingende Mischstufe mit dem Transistor  $T_{102}$  (AF 125) arbeitet wie die Vorstufe in Basisschaltung. Die Oszillatorfrequenz liegt um die Zwischenfrequenz 10,7 MHz oberhalb der Empfangsfrequenz. Bei tiefen Frequenzen sind bei einem Transistor Eingangs- und Ausgangsspannungen in Phase, so daß im Rückkopplungszweig kein phasendrehendes Glied erforderlich ist. Der Transistor hat jedoch in dem betrachteten Frequenzgebiet bereits eine Steilheitsphase von etwa  $90^\circ$ . Die Wirkungsweise der Schwingungsbildung wird durch die folgende Betrachtung deutlich. Zwischen Kollektorstrom und Emitterspannung besteht eine Phasenverschiebung von  $-90^\circ$ . Der gesamte zwischen Emittor und Basis erscheinende Widerstand ist annähernd reell und in seinem Betrage klein gegen den kapazitiven Widerstand von  $C_{111}$ . Dadurch entsteht zwischen Kollektor und Emittor von  $T_{102}$  eine Phasenverschiebung von  $+90^\circ$ , die den Phasenwinkel der Steilheit kompensiert.  $L_{104}$  und  $C_{109}$  bilden einen auf die ZF abgestimmten Serienkreis. Um den Einfluß der betriebsspannungsabhängigen Kol-

lektorkapazität auf die Oszillatorfrequenz zu verringern, liegt der Kollektor an einer kapazitiven Anzapfung ( $C_{112}$ ,  $C_{113}$ ) des Oszillatorkreises. Am Kollektor entsteht die Zwischenfrequenz von 10,7 MHz, die den Primärkreis  $L_{107}$  des ersten ZF-Filterstages speist.

Durch die in den Emittorzuleitungen von  $T_{101}$  und  $T_{102}$  liegenden Widerstände  $R_{101}$  und  $R_{103}$  werden die Arbeitspunkte der Transistoren stabilisiert.

Die Leistungsverstärkung dieses organisch auf der Platine aufgebauten UKW-Teiles ist etwa 27 dB; die Rauschzahl ist  $< 8 \text{ kT}_0$ .

## 2.2 FM - ZF - Teil

Dem FM-Oszillatortransistor ist ein 10,7-MHz-Bandfilter nachgeschaltet, dessen zwei Einzelkreise über  $C_{123}$  kapazitiv gekoppelt sind. Es folgen dann drei festneutralisierte Verstärkerstufen in Emitterschaltung mit den Transistoren  $T_{103}$ ,  $T_{104}$ ,  $T_{105}$  (AF 126) und einer Leistungsverstärkung je Stufe von  $\approx 24 \text{ dB}$ . Zwischen der ersten und zweiten ZF-Stufe und zwischen der zweiten und dritten ZF-Stufe ist je ein 10,7-MHz-Einzelkreis

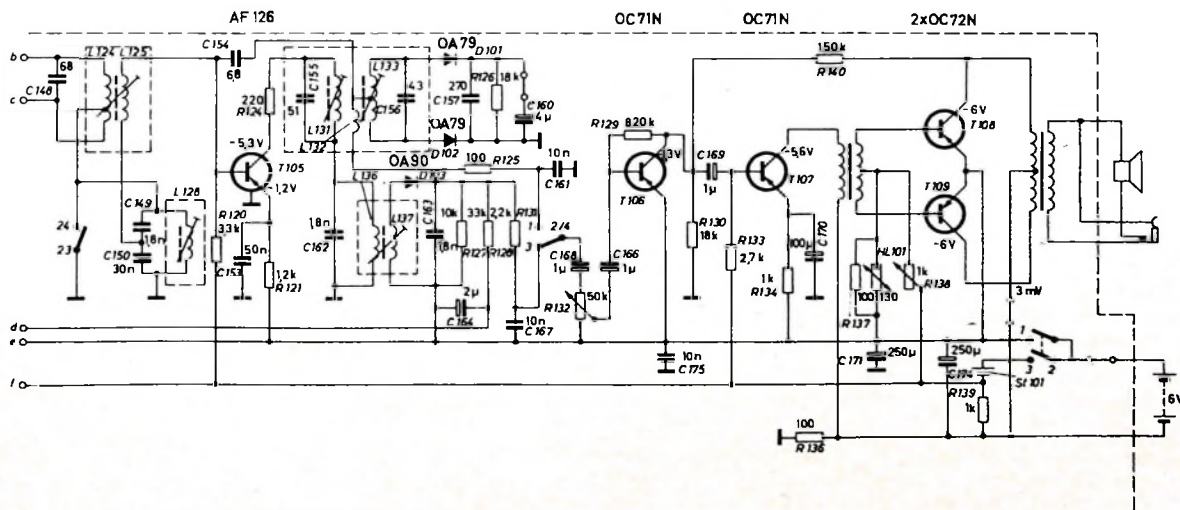
( $C_{139}$ ,  $L_{116}$  und  $C_{148}$ ,  $L_{124}$ ,  $L_{125}$ ) angeordnet.

Der auf den FM-ZF-Teil folgende Ratiodetektor mit den beiden Dioden  $D_{101}$  und  $D_{102}$  (OA 79) ist auf bestmöglichen Wirkungsgrad bei guter AM-Unterdrückung dimensioniert.

Die Begrenzung arbeitet derart, daß ab einer Eingangsspannung von etwa  $10 \mu\text{V}$  keine Erhöhung der NF-Spannung mehr eintritt, und sichert damit bei FM-Empfang eine ausreichende automatische Lautstärkeregelung, wie aus Bild 6 ersichtlich. Die FM-Empfindlichkeit des Gerätes ist bei einem Rauschabstand von 20 dB etwa  $1 \mu\text{V}$ , gemessen an 60 Ohm am Eingang. Der Ratiodetektor gibt bei diesem Eingangssignal etwa 20 mV NF-Spannung ab; die Bandbreite über alles ist dabei 80 kHz. Die 300-kHz-Trennschärfemessung im Einsenderverfahren ergibt etwa 28 dB.

## 2.3 AM - HF - Teil

Die Spulen  $L_{111}$  und  $L_{113}$  der Eingangskreise des Mittel- und Langwellenbereiches sind auf einem 11 cm langen





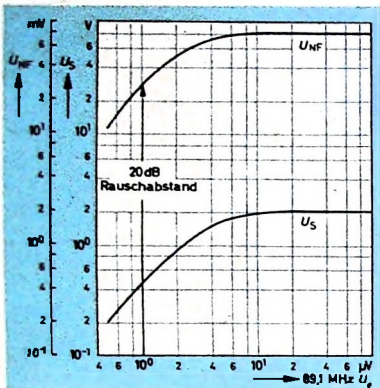


Bild 6. Die Begrenzungskurven des FM-Teiles;  
 $U_S$  = Summenspannung,  $U_{NF}$  = NF-Spannung

Flachferritstab angeordnet und werden über die Schaltkontakte 10, 11, 12 für MW und LW wechselseitig kurzgeschlossen.

Die selbstschwingende Mischstufe mit dem Transistor T 103 (AF 126) arbeitet in Emitterschaltung. Die Oszillatorfrequenz liegt um die Zwischenfrequenz 460 kHz höher als die Eingangsfrequenz. Der LW-Oszillator wird durch Parallelschalten des Kondensators C 132 und des Trimmers C 133 zum MW-Oszillatorkreis C 127, C 128, L 114 gebildet. Der Widerstand R 110 dient zum Herabsetzen der Schwingspannung bei MW auf 90 ... 120 mV, da die Kreisgüte sehr hoch sein muß, um auf dem LW-Bereich noch die gleiche Schwingspannung wie bei Mittelwelle zu erhalten. Am Kollektor entsteht die Zwischenfrequenz von 460 kHz, die auf den Primärkreis des ersten ZF-Filters (C 140, L 120) gelangt.

#### 2.4 A M - Z F - Teil

Auf den AM-Oszillatortransistor folgt ein über C 141 kapazitiv gekoppeltes 460-kHz-Bandfilter, einmal um keine Oszillatorschwingung an den nachgeschalteten Transistor T 104 heranzuführen und zum anderen, um die notwendige Trennschärfe für den AM-ZF-Teil zu gewährleisten. Die zwei ZF-Verstärkerstufen in Emitterschaltung mit den Transistoren T 104, T 105 (AF 126) haben eine Leistungsverstärkung je Stufe von etwa 25 dB.

Zwischen der ersten und zweiten Stufe ist ein 460-kHz-Einzelkreis (C 149, C 150, L 128) angeordnet. Hinter der zweiten Stufe liegt der Demodulationskreis mit der Diode D 103 (OA 90). Diese Diode erzeugt gleichzeitig die Regelspannung, die über R 128 und R 117 der ersten ZF-Verstärkerstufe zugeführt wird. Um in der Regelstufe eine konstante Verstärkung zu erhalten, wird der Strom dieser Stufe mit Hilfe von R 114 in der Fertigung immer auf den gleichen Wert eingestellt.

Die ZF-Empfindlichkeit des AM-Teiles bei einem Rauschabstand von 6 dB ist 1  $\mu$ V (gemessen mit 60 Ohm an der Basis des Oszillators T 103), die abgegebene NF-Spannung am Demodulator etwa 3 mV.

Die Bandbreite des ZF-Verstärkers liegt bei rund 4 kHz bei einer 8-kHz-Trennschärfe von etwa 30 dB.

Die AM-Empfindlichkeit des gesamten Gerätes bei einem Rauschabstand von 6 dB ist für Mittelwelle etwa 70  $\mu$ V/m und für Langwelle etwa 300  $\mu$ V/m, und zwar bei einer Spannung von rund 3 mV am Demodulator.

#### 2.5 NF - Teil

Der dreistufige NF-Verstärker enthält eine Vorverstärkerstufe mit T 106 (OC 71 N), eine Treiberstufe mit T 107 (OC 71 N) und eine Gegentakt-Endstufe mit den Transistoren T 108 und T 109 (OC 72 N). Der Arbeitspunkt der Endstufe wird durch einen auf die Kühlschelle aufgelöteten Heißleiter HL 101 stabilisiert, so daß diese Stufe weitgehend temperaturunabhängig ist. Der Ruhestrom der Endstufe wird mit R 138 auf 3 mA eingestellt. Die Ausgangs-

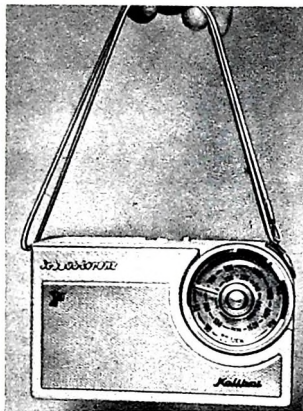


Bild 7. Ansicht des „Kolibri T 30“ mit als Handschlaufe eingestellter Tragriemen-Antenne

leistung dieser Endstufe ist bei einem Klirrfaktor von 10 % etwa 200 mW.

Der eingebaute 70-mm-Rundlautsprecher hat einen Ferritmagneten mit einer Luftspaltinduktion von 9500 Gauß; er schaltet sich beim Anschluß eines Ohrhörers automatisch ab.

Die Eingangsempfindlichkeit des NF-Teiles für 50 mW Ausgangsleistung ist 2,5 mV bei einer Meßfrequenz von 1 kHz.

#### 2.6 Stromversorgung

Zur Stromversorgung dienen vier Zellen je 1,5 V (zum Beispiel Pertrix-Mignonzelle 1,5 V „Nr. 244“; Daimon-Transistorzelle 1,5 V „Nr. 1298“). Die Batteriespannung von 6 V der vier Zellen ist eine zweckmäßige Lösung im Kompromiß zwischen Batterielebensdauer, Platzbedarf und Ausgangsleistung. Bei intermittierendem Betrieb von 2 x 2 Stunden je Tag und etwa 50 mW Ausgangsleistung werden 65 Betriebsstunden bis zur halben Nennspannung der Batterie erreicht.

Zusätzlich ist im Gerät eine festeingebaute Stabilisierungszelle St 101 enthalten, die die Basisspannungen auch bei niedriger Batteriespannung konstanthält und eine gute Ausnutzung der Batteriekapazität bei gleichbleibender Gesamtverstärkung gewährleistet. Der Widerstand R 139 dient als Ladewiderstand für die Zelle, die noch bei 4 V Batteriespannung aufgeladen wird.

#### 3. Gehäuse und Tragriemen-Antenne für UKW

Das Gehäuse besteht aus drei Teilen, dem eigentlichen Körper und der Vorder- und Rückschale, die mit Kunststoffolie überzogen wird. Durch die Wahl eines silber- oder goldfarbenen Ziergitters für den Schallaustritt auf der Vorderschale lassen sich bei verschiedenen Kunststofffarben eine Reihe sehr ansprechender Farbkombinationen für das Gerät zusammenstellen. Das Gesamtgewicht des kompletten Gerätes mit Batterien ist kaum größer als 500 g.

Der Tragriemen, der zugleich als UKW-Antenne verwendet wird, läßt sich so verstellen, daß er der jeweiligen Verwendungsmöglichkeit als Reiseempfänger in jedem Falle gerecht wird. Über ein halbes Dutzend verschiedener Möglichkeiten vom langen Tragriemen bis zur kurzen Handschlaufe können eingestellt werden. Bild 7 zeigt die Ansicht des Gerätes mit als Handschlaufe eingestelltem Tragriemen.

### Zusätzliche Angaben im Funkschutzzeichen

Im Symbol des Funkschutzzeichens (s. Heft 15/1961, S. 514) sind die konzentrischen Kreise rechts unten derart unterbrochen, daß ein freier Kreisausschnitt entsteht. Dieser kann für zusätzliche Angaben verwendet werden, sofern solche in der zugrunde gelegten VDE-Bestimmung für die Funk-Entstörung vorgesehen sind.

Als einzige der VDE-Bestimmungen für die Funk-Entstörung enthält bisher VDE 0875/12.59 „Regeln für die Funk-Entstörung von Geräten, Maschinen und Anlagen (ausgenommen Hochfrequenzgeräte sowie Fahrzeuge und Aggregate mit Verbrennungsmotoren)“ die Möglichkeit der zusätzlichen Kennzeichnung, und zwar durch das Kurzzeichen des jeweils eingehaltenen Funkstörgrades und durch die Kurzangabe des Jahres, in dem die betreffende Fassung von VDE 0875 erschienen ist, nämlich N 59, G 59 oder K 59. Geräte, die VDE 0875 entsprechen, ohne daß für sie ein Funkstörgrad gefordert wird, erhalten nur die Kurzangabe des Jahres. Es handelt sich dabei um Geräte, die Funkstörungen durch vereinzelt Schaltknacke erzeugen, so daß sie nicht durch besondere Funk-Entstörmittel entlastet zu werden brauchen. Geräte, die ihrer Natur nach keine Funkstörungen verursachen, zum Beispiel Bügeleisen ohne Temperaturregler, gelten als „funkstörfrei“ und tragen das Zeichen „FO“.

Diese Darstellungsweise wird sinngemäß angewendet bei Einhaltung der (alten) Regel VDE 0875/11.51, die am 1. Dezember 1962 außer Kraft tritt und die nur die Kurzzeichen FN, FG oder FK kannte. Jetzt wird im Zusammenhang mit dem Funkschutzzeichen die Jahresangabe 51 hinzugefügt.

Solche Angaben werden im freien Kreisausschnitt des Funkschutzzeichens untergebracht. Alle in Frage kommenden Angaben sind nachstehend zusammengestellt:

#### Zusammenstellung der zusätzlichen Angaben für Funkschutzzeichen

Bedeutung	Kennzeichnung bei Einhaltung von	
	VDE 0875/12.59	VDE 0875/11.51
Normalstörgrad	N 59	N 51
Grobstörgrad	G 59	G 51
Kleinststörgrad	K 59	K 51
Funk-entstört (ohne daß die Einhaltung eines Funkstörgrades gefordert wird)	59	51
Funkstörfrei	FO	FO

# Bohrlochmessungen

## Elektronisches Hilfsmittel der Petroleumlagerstättenforschung

DK 550.837:622.241

### 1. Einführung

Die Zeiten, da immer das Öl spritzte, wenn man eine petroleumführende Schicht anbohrte, sind lange vorbei. Erstens wünscht man diese Eruptionen zu vermeiden, weil dabei oft das Bohrgerät beschädigt oder zerstört wird und eine außerordentliche Feuergefahr besteht. Zweitens muß man heutzutage auch auf Lagerstätten zurückgreifen, die aus vielerlei Gründen nicht unmittelbar Öl liefern, sondern erst nach geeigneter Vorbehandlung. Drittens muß man zur wirtschaftlichen Gewinnung von Erdöl, auch aus weniger ergiebigen Lagerstätten, die gleichzeitige Förderung von Wasser und Gas oder sogar Erdöl wesentlich verschiedener Zusammensetzung (aus anderen Schichten) vermeiden und anderes mehr. Es kommt deshalb darauf an, die erdölführenden Schichten aufzufinden und ihre Teufe und Mächtigkeit (Tiefe und Dicke) genau zu bestimmen. Die an der Erdoberfläche vor dem Bohren vorgenommenen geophysikalischen Messungen – wie Bestimmung der Brechung und Reflexion seismischer Wellen, der Richtung und des Betrages des Erdmagnetfeldes, des elektrischen Widerstandes und des natürlichen Potentials zwischen Meßpunkten und der Ausbreitung hochfrequenter elektrischer Wellen – können nur ein Bild der Schichtung und Faltung der Erdkruste geben und damit dem Geologen eine Entscheidung über die Existenz der Vorbedingungen für eine Erdöllagerstätte ermöglichen, nicht aber eine Entscheidung über das tatsächliche Vorhandensein von Öl.

Die Frage Öl oder nicht Öl kann immer noch erst endgültig nach Niederbringen eines Bohrloches geklärt werden und auch dann nur unter Schwierigkeiten, mit großem Aufwand und oft nur unvollkommen. Bezeichnend hierfür ist die Tatsache, daß in den USA einerseits immer noch etwa neun von zehn Bohrlochern „trocken“ sind, das heißt kein Öl liefern, und daß andererseits oft ein als trocken verdanntes Bohrloch nach Wiederaufnahme der Bohrungen nach Jahren plötzlich fundig wird.

Aus diesem Grunde kommt physikalischen Messungen im Bohrloch große Bedeutung zu. Das Grundprinzip ist bei allen verwendeten Verfahren das gleiche: Eine Sonde, die die notwendige Meßumrichtung und Elektronik in einem druckfesten Gehäuse enthält, wird an einem Kabel zum Boden des Bohrloches hinabgelassen und dann langsam, während das Instrument mißt, aufgeholt; ein Schreiber, dessen Vorschub synchron mit der Kabelbewegung läuft, zeichnet die Meßgröße als Funktion der Tiefe auf. Solche Aufzeichnungen werden auch Bohrlochlogs genannt. Die Auswertung dieser Messungen erfolgt im wesentlichen nach vier Gesichtspunkten: 1. Korrelation, 2. Lithologie, 3. qualitative Analyse auf Öl, 4. quantitative Analyse auf Öl.

### 2. Korrelation

Unter Korrelation versteht man das Wiederfinden bereits von einem Bohrloch her bekannter Schichten in benachbarten Bohrlochern und damit eine Verfolgung der Schichtung, Faltung und Verwerfung von Bohrloch zu Bohrloch. In günstigen Fällen ist so das Auffinden einer in einem Bohrloch als ergiebig festgestellten Formation in einem anderen direkt möglich. Außerdem lassen sich durch Verfolgung der Schichtung auf diese Weise und eventuell im Vergleich mit Oberflächenmessungen günstigste Punkte für weitere Bohrlocher sowie deren notwendige Tiefe ermitteln.

Für Korrelationszwecke kommen alle Messungen in Frage, die mit genügender Empfindlichkeit auf alle Änderungen des Gesteinscharakters reagieren. Für eine sichere Korrelation sollten jedoch immer mehrere Meßverfahren, die eine unterschiedliche Reaktion auf die verschiedenen Gesteine zeigen, gleichzeitig herangezogen werden; dies bedeutet eine Erhöhung der charakteristischen Information und Reduzierung der Fälle von Mehrdeutigkeit. Durch Vornahme der gleichen Messungen in mehreren Bohrlochern und Vergleich des Kurvenverlaufes der entsprechenden Aufzeichnungen in bezug auf die Tiefe läßt sich die Lage der einzelnen Schichten verfolgen.

### 3. Lithologische Auswertung

Als Erdölträger kommen nur gewisse Gesteine (zum Beispiel Sandsteine oder Kalksteine) in Frage, während andere (zum Beispiel ton- oder schieferartige Formationen) normalerweise kein Öl liefern. Deshalb sind Meßverfahren, die eine Unterscheidung dieser wichtigsten Gesteinsarten ermöglichen, von grundlegender Bedeutung. Besonders bieten sich hierfür die Messung der natürlichen  $\gamma$ -Radioaktivität und die Messung des natürlichen elektrischen Potentials der Schichten an. Normalerweise ist die  $\gamma$ -Aktivität am größten in Tonen und verwandten Gesteinen, geringer in Sandstein und am kleinsten in Kalkstein, Dolomit und ähnlichem. Mit empfindlichen Strahlungsdetektoren lassen sich diese Unterschiede messen.

Tonnmineralhaltige Schichten können in Verbindung mit porösen anderen Gesteinen – wie zum Beispiel Sandstein – elektrochemische Elemente bilden; die Polarität solcher zwei Gesteinschichten ist entgegengesetzt, während sich dazwischenliegende nicht oder wenig poröse Gesteine (wie zum Beispiel viele Kalksteinformationen) neutral oder annähernd neutral verhalten. Spannungsdifferenzen bis etwa 1 V können auftreten, wenn sie sich auch im allgemeinen in der Größenordnung 10...100 mV bewegen. Mit Hilfe kontinuierlicher Potentialmessungen längs des Bohrloches in bezug auf eine feste Elektrode an der Erdoberfläche lassen sich diese Schwankungen aufzeichnen, und es läßt sich damit ein lithologisches Log – das sogenannte Eigenpotentiallog – gewinnen.

### 4. Qualitative Auswertung

Hat man eine Formation auf Grund ihrer lithologischen Eigenschaften und durch Korrelation als möglicherweise ölführend erkannt, so ergibt sich die Frage: Öl, ja oder nein? Erdöl kann – wie Wasser in einem Schwamm – in den Poren poröser Gesteine enthalten sein. Vorbedingung für die Existenz kommerziell lohnender Petroleummengen ist also eine hinreichende Porosität des Gesteins ( $> 5\%$ ; Porosität wird ausgedrückt als Anteil des gesamten Porenvolumens am Gesamtvolumen). Außer mit Öl können die Poren des Gesteins aber auch mit anderem gefüllt sein, normalerweise mit Salzwasser oder Kohlenwasserstoffgasen, in seltenen Fällen auch mit Frischwasser,  $\text{CO}_2$ , Stickstoff, Edelgasen oder luftähnlichen Gasgemischen.

#### 4.1 Porosität

Zur Anzeige der Porosität haben sich besonders das Akustik-Log, die Neutronenlogs, das  $\gamma$ -Strahlen Dichtelog sowie Mikrobereichs-Elektrologs bewährt.

##### 4.1.1 Akustik-Log

Die Schallgeschwindigkeit ist im allgemeinen am größten in festen Körpern, geringer in Flüssigkeiten und am kleinsten in Gasen. In einem porösen festen Körper, dessen Poren mit einer Flüssigkeit gefüllt sind, liegt die resultierende Schallgeschwindigkeit zwischen der in der Flüssigkeit und der in dem festen Körper, wenn er nicht porös wäre. Je poröser der Körper, um so mehr nähert sich die Schallgeschwindigkeit der in der Flüssigkeit. Sind die Poren mit Gas gefüllt, dann ist die Schallgeschwindigkeit noch kleiner. Aus der Laufzeit eines Schallpulses zwischen einem in der Bohrlochsonde untergebrachten Schallsender (zum Beispiel magnetostriktiven Schallgeber) und Empfänger oder zwischen zwei verschieden weit vom Sender entfernten Empfängern läßt sich die Schallgeschwindigkeit elektronisch bestimmen. Bei den üblichen Meßwegen von 1 m oder 30 cm treten Laufzeiten von etwa 150...800  $\mu\text{s}$  oder 50...200  $\mu\text{s}$  auf.

##### 4.1.2 Neutronenlogs

Im Neutronenlog wird die Streuung und damit Abbremsung von schnellen Neutronen durch leichte Atomkerne, insbesondere Wasserstoffkerne, ausgenutzt. Je höher die Wasserstoffkonzentration, um so stärker ist die Abbremsung. In einem porösen Gestein ist aber die Wasserstoffkonzentration um so größer, je größer die Porosität ist, wenn die Poren mit Öl oder Wasser (in geringerem Maße auch, wenn sie mit Kohlenwasserstoffgasen) gefüllt sind und sofern nicht das Gesteinsmaterial selbst beträchtliche Mengen Wasserstoff (zum Beispiel in Form von Kristallwasser) enthält. In der Bohrlochsonde befindet sich eine starke, energiereiche Neutronenquelle (zum Beispiel Ra-Be) und in bestimmtem Abstand davon ein empfindlicher Szintillationsdetektor. Zwei Möglichkeiten bestehen für die Messung der Neutronenabbremsung: Entweder mißt man die beim Einfang der auf thermische Geschwindigkeit abgebremsten Neutronen in Atomkernen freierwirdende energiereiche  $\gamma$ -Strahlung mit einem  $\gamma$ -empfindlichen Szintillator und einem nachgeschalteten Pulshöhen Diskriminator, der den niedrigeren Bereich des Energiespektrums wegschneidet (ny-Log), oder man mißt die Dichte der thermischen Neutronen direkt mit einem für thermische Neutronen empfindlichen Szintillator (nn-Log). Beide Messungen werden gestört durch Elemente mit großem Einfangquerschnitt (wie zum Beispiel Chlor), jedoch in entgegengesetztem Sinne; während die  $\gamma$ -Intensität bei Anwesenheit solcher Elemente ansteigt, sinkt die Dichte der thermischen Neutronen. Deshalb fährt man oft sogenannte Dual-Neutronenlogs, bei denen diese beiden Messungen gleichzeitig registriert werden.

Um unabhängiger vom Einfangquerschnitt der anwesenden Elemente zu sein, verwendet man neuerdings ein Epithermal-Neutronenlog, das die Dichte von Neutronen mißt, die noch nicht vollständig auf thermische



Geschwindigkeit abgebremst sind. Auch sind Versuche im Gange, in geringerem Abstand von der Quelle die Dichte der schnellen Neutronen – so wie sie von der Quelle kommen – zu messen.

#### 4.1.3 $\gamma\gamma$ -Log

Das  $\gamma$ -Strahlen-Dichtelog (oder  $\gamma\gamma$ -Log) beruht auf einer Dichtemessung auf Grund von  $\gamma$ -Strahlenstreuung und -absorption. In der Sonde sind eine starke  $\gamma$ -Quelle und ein  $\gamma$ -Detektor, in gewissem Abstand und abgeschirmt voneinander, so angeordnet, daß ein möglichst großer Teil der Strahlung auf ihrem Weg von der Quelle zum Detektor durch das Gestein geht. Die gemessene Intensität ist dann um so größer, je geringer die Dichte des Gesteins und damit auch je größer die Porosität ist.

#### 4.1.4 Mikrobereichs-Elektrologs

Bei dem üblichen Rotationsbohrverfahren ist das Bohrloch mit einer Bohrlösung gefüllt, die zur Schmierung und Kühlung des Bohrers, zur Spülung und zur Druckkompensation dient und aus Wasser mit Ton und anderen Zusätzen besteht. Es ist unvermeidbar, daß aus dem Bohrloch, in dem aus Sicherheitsgründen der hydrostatische Druck größer als der Formationsdruck gehalten wird, Wasser in die porösen und permeablen Formationen eindringt und dort die ursprünglichen Flüssigkeiten oder Gase zurückdrängt, bis ein weiteres Eindringen durch einen sich an der Bohrlochwand aus den Zusätzen abscheidenden Filterkuchen verhindert wird. So bildet sich in der nächsten Umgebung des Bohrloches eine „infiltrierte Zone“ aus, die erst allmählich in die jungfräuliche Formation übergeht. Diese Erscheinung – an sich von Nachteil, weil sie die Messung der ungestörten Verhältnisse erschwert – läßt sich zur Bestimmung der Porosität ausnutzen. Die Leitfähigkeit poröser Gesteine kann – abgesehen von tonhaltigen Gesteinen – vollständig auf elektrolytische Leitung in der in den Poren enthaltenen Flüssigkeit zurückgeführt und das Gesteinsgerüst selbst als nichtleitend angenommen werden. Die Leitfähigkeit wächst somit mit zunehmender Porosität. Bei bekannter Resistivität (spezifischer Widerstand) der Porenflüssigkeit kann aus der gemessenen Resistivität des Gesteins auf die Porosität geschlossen werden. Nun kann in einem kleinen Bereich dicht hinter der Bohrlochwand die Formation als vollständig mit Bohrlösungswasser gesättigt angenommen werden, dessen Resistivität man kennt. Verschiedene Mikrobereichs-Elektrologs zur Messung der Formationsresistivität dicht hinter der Bohrlochwand sind in Gebrauch, die alle aus einer Elektrodenanordnung in einem Gummipolster bestehen, das an einer Bohrlochsonde angebracht ist und mittels Federn gegen die Bohrlochwand gedrückt wird; die notwendige Elektronik ist im eigentlichen Sondenkörper untergebracht.

#### 4.2 Porenfüllende Substanz

Wenn hinreichende Porosität festgestellt ist, ergibt sich die Frage nach der die Poren füllenden Substanz. Elektrologs sowie spezielle auf Chloranzeige abgestimmte Neutronenlogs können Antwort geben, ob es sich um vorwiegend Salzwasser oder um anderes (das heißt im allgemeinen um Öl oder um Kohlenwasserstoffgas) handelt. Zwischen Gas und Flüssigkeit läßt sich bei größerer Porosität unter Umständen auf Grund des Dichteunterschiedes mit Hilfe der gewöhnlichen Neutronenlogs, des Akustik-Logs und des Dichtelogs unterscheiden. Versuche sind im Gange, mit Neutronenaktivationslogs die O-, Si- und C-Konzentration anzuzeigen.

##### 4.2.1 Elektrologs

Elektrologs – auch Resistivitätslogs genannt – geben Auskunft über den spezifischen Widerstand der Formationen. Salzwasser enthaltende poröse Gesteine weisen eine relativ niedrige Resistivität auf, während diese in guten Öllagern mit einem Minimum an Salzwassergehalt bis drei Größenordnungen höher sein kann. Wichtig ist es, die wahre Resistivität der ungestörten Formation zu kennen; in der Praxis stört bei der Messung der wahren Resistivität aber meistens die Infiltrationszone. Deshalb versucht man, Instrumente mit großer radialer Meßtiefe zu schaffen. Meistens werden gleichzeitig mehrere Kurven verschiedener Meßtiefe aufgezeichnet; dies gibt die Möglichkeit zur rechnerischen Korrektur.

Verschiedenartige Sonden sind in Gebrauch. Die einfachsten von ihnen tragen eine Reihe von Stromelektroden und Spannungselektroden. Einige haben zusätzliche Fokussierungselektroden, die ähnlich einem elektronenoptischen System die Stromlinien bündeln und tief in die Formation richten. Beim Induktionslog werden mit Hilfe einer oder mehrerer Senderspulen Ringströme in der Formation induziert, deren Rückwirkung auf eine oder mehrere Empfängerspulen gemessen wird. Mit geeigneten Spulensystemen läßt sich eine Bündelung der auf den Empfänger rückwirkenden Ringströme erreichen.

##### 4.2.2 Chlor-Log

Durch spezielle Pulshöhendiakrimination läßt sich ein  $\gamma$ -Log besonders auf den Spektralbereich der bei der Rekombination von freien thermischen Neutronen mit Cl-Kernen freierwerdenden  $\gamma$ -Strahlung abstimmen. Registriert man eine solche Kurve gleichzeitig mit einer nn-Kurve mit passend gewählter Empfindlichkeit, so fallen beide Kurven bei Abwesenheit von Chlor zusammen; bei Anwesenheit von Chlor weicht jedoch die  $\gamma$ -Kurve nach oben, die nn-Kurve nach unten ab.

#### 4.2.3 Aktivationslogs

Durch Bombardieren mit energiereichen Neutronen kann man Atomkerne anregen und nukleare Umwandlungsprozesse einleiten, bei denen Strahlung frei wird. Wegen der zu geringen Reichweite kommen Strahlen geladener Teilchen für Bohrlochmessungen nicht in Frage; so bleiben praktisch nur  $\gamma$ -Strahlen oder Neutronen. Charakteristisch für den Prozeß und damit für das beteiligte Element sind das Energiespektrum der freierwerdenden Strahlung und die Halbwertszeit. Diese Erscheinungen sollen zur Anzeige von C, O und Si ausgenutzt werden, und man hat damit auch einige erste Erfolge gehabt. Kohlenwasserstoffe enthalten H und C, aber kein O, während Wasser H und O, aber kein C enthält. Hiermit ließe sich also einwandfrei zwischen Öl und Wasser unterscheiden, wenn nicht Sandstein ebenfalls O (in der Verbindung  $\text{SiO}_2$ ) und Karbonatgestein (wie zum Beispiel Kalkstein) O und C enthielte. Durch gleichzeitige Messung von C, O und Si und Vergleich der Intensitäten hofft man, dieses Dilemma umgehen zu können.

Neutronen der üblichen Ra-Be Quellen haben nicht genügend hohe Energie zur Aktivierung. Ein entsprechendes Instrument enthält deshalb einen Neutronengenerator, in dem ein kleiner Van-do-Graaff-Generator unter Stickstoffdruck eine hinreichend hohe Spannung zur Beschleunigung von Deuteriumionen erzeugt, die dann in einem tritiumhaltigen Auffänger hochenergetische Neutronen auslösen. Der Neutronengenerator befindet sich im oberen Teil der Sonde, darunter in geeignetem Abstand ein oder mehrere Detektoren. Durch entsprechende Wahl der Loggeschwindigkeit oder durch Pulsmodulation der Quelle und des Detektors läßt sich in bestimmtem Zeitabstand nach der Aktivierung messen.

Man darf nun aber nicht erwarten, daß alle diese Messungen eine eindeutige Antwort geben. Die Auswertung solcher Messungen ist allein eine Abschätzung des Fur und Wider und deshalb eher eine Kunst als eine Wissenschaft; sie erfordert genaue geologische Kenntnisse des betreffenden geographischen Gebietes, lange lokale Erfahrung, Einfühlungsvermögen und eine auf unterbewußter Erfahrung basierende Intuition. Kein Wunder, daß solche subjektiven Methoden eine gewisse Unsicherheit in sich tragen und nicht immer erfolgreich sind.

#### 5. Quantitative Auswertung

Um unabhängiger von subjektiver Betrachtungsweise und den Fähigkeiten und der Erfahrung einzelner zu sein, hat man versucht, die ganze Auswertung auf eine mehr exakt-wissenschaftliche Grundlage zu stellen und quantitative Methoden einzuführen. Die hierfür notwendige Grundlagenforschung wurde, von Ausnahmen abgesehen, bisher ausschließlich in den zentralen Forschungsstellen der größeren Erdölgesellschaften in den USA durchgeführt, aber auch dort, wegen der Fülle anderer wichtiger Aufgaben, nur als Nebengebiet und etwas stiefmütterlich behandelt. So ist nach anfänglichen großen Fortschritten etwas Stagnation eingetreten und in den letzten zehn Jahren nicht viel grundlegend Neues geschehen.

Die Prinzipien der quantitativen Auswertung sind die gleichen wie die der qualitativen; man versucht jedoch, die gewünschte Größe mit der gemessenen in einen eindeutigen mathematischen Funktionalzusammenhang zu bringen. Dies ist außerordentlich schwierig, nicht nur weil die Beziehungen meist alles andere als linear und analytisch geschlossen schwer darstellbar sind, sondern auch weil unter den in Gesteinsformationen herrschenden komplizierten Bedingungen eine große Anzahl von unbekannten, nicht hinreichend bekannten oder nicht hinreichend sicher bekannten Parametern in die Gleichungen eingehen. Die Auswertung läuft daher auf die Lösung einer Gleichung mit vielen Unbekannten hinaus, und man muß eine entsprechende Anzahl weiterer Gleichungen, das heißt gleichzeitig vorgenommene andere Messungen, mit zu Hilfe nehmen. Dennoch bleibt das Ergebnis wegen der Nichtlinearität der Funktionen oft vieldeutig, und dann muß wiederum durch subjektive Betrachtung entschieden werden, welche der möglichen Lösungen am „vernünftigsten“ scheint. Auch sind oft die vorhandenen Messungen nicht oder nicht genug unabhängig voneinander. Das Grundübel ist, daß bisher nicht die Meßverfahren nach theoretisch geplanten quantitativen Auswertungsverfahren, sondern die Auswertungsverfahren nach den praktisch existierenden Meßverfahren entwickelt wurden.

##### 5.1 Elektrologs

Am einfachsten liegen die Verhältnisse noch beim Elektrolog. Als Verhältnis der Resistivität  $\rho_o$  des zu 100% mit einem Elektrolyten gesättigten Gesteins zur Resistivität  $\rho_w$  des Elektrolyten hat man den sogenannten Formationsfaktor  $F$  definiert und empirisch eine Näherungsbeziehung zur Porosität aufgestellt.

$$\frac{\rho_o}{\rho_w} = F = \Phi^{-m} \quad (1)$$

Ein Bohrlochmeßverfahren für den Exponenten  $m$  existiert zwar bisher nicht, jedoch ist dieser offenbar in den praktisch vorkommenden Fällen im allgemeinen typisch für jede Formation (obwohl auch etwas porositätsabhängig). Aus Laboruntersuchungen von Bohrkernproben gefundene

Werte für  $m$  lassen sich daher meistens mit hinreichender Sicherheit als für die ganze Formation gültig annehmen (solange die Porosität nicht zu stark schwankt).  $m$  kann Werte zwischen 1,3 und 2,5 haben. Zur Lösung von Gl. (1) ist also immer die Vorkenntnis der Formation aus benachbarten Bohrlochern oder die Verfügbarkeit von Proben notwendig. Das ist ein wesentlicher Nachteil dieses Verfahrens der Porositätsbestimmung.

Zum physikalischen Verständnis von Gl. (1) mag die folgende Überlegung beitragen: Die Erhöhung des spezifischen Widerstandes eines flüssigkeitsgefüllten Gesteins gegenüber dem spezifischen Widerstand der Flüssigkeit selbst beruht hauptsächlich auf zwei Effekten, zum ersten auf einer Verringerung des leitenden Querschnittes, zum zweiten auf einer Verlängerung des effektiven Leitungsweges. Bei statistischer Porenverteilung ist der gesamte Porenquerschnitt in jeder Schnittebene gegeben durch den Bruchteil  $\Phi$  des Gesamtquerschnittes. Der Faktor  $\Phi$  gibt also die Verringerung des leitenden Querschnittes an. Die effektive Wegverlängerung hängt von der Porenstruktur ab und ergibt sich nach Gl. (1) zu  $\Phi^{1-m}$ . Die theoretische Behandlung des Stoffes ist jedoch sehr schwierig und noch wenig fortgeschritten. So läßt sich für die anscheinende Tatsache, daß  $m$  für eine bestimmte Gesteinsstruktur nahezu konstant, das heißt unabhängig von der Porosität ist, bisher eigentlich keine rechte theoretische Erklärung geben, wenn überhaupt eine solche Beziehung wirklich allgemeine Gültigkeit haben sollte.

Eine ähnliche Formel wie Gl. (1) gilt für die Wassersättigung einer Formation

$$\frac{\rho_t}{\rho_o} = 1 - S_w^{-n} \quad (2)$$

Hierin ist  $\rho_t$  der spezifische Widerstand einer Formation bei möglicher Anwesenheit von Öl, Gas und/oder Wasser,  $\rho_o$  der spezifische Widerstand der gleichen Formation, wenn sie 100%ig wassergesättigt wäre,  $1$  der sogenannte Sättigungsindex und  $S_w$  die Wassersättigung.

Durch nichtleitende Substanzen in den Poren des Gesteins wird der leitende Querschnitt weiterhin verkleinert und gleichzeitig der effektive Leitungsweg verlängert. Die weitere Querschnittsverringern ist gegeben durch  $S_w$ , so daß die effektive Wegverlängerung  $S_w^{1-n}$  sein muß. Praktisch erreicht man mit der Annahme  $n = 2$  zufriedenstellende Resultate. Jedoch läßt sich auch hier keinerlei theoretische Begründung für eine Konstanz von  $n$  finden.

Außer den Exponenten ist noch die Kenntnis von  $\rho_o$  zur Lösung von Gl. (1), von  $\rho_o$  für Gl. (2), erforderlich.  $\rho_o$  hängt von der Mineralkonzentration im Formationswasser (die innerhalb eines begrenzten geographischen Gebietes ziemlich konstant ist) und der Temperatur ab (die man entweder einem besonderen Temperaturlog entnehmen kann oder aber üblicherweise aus dem geothermischen Gradienten für die betreffende Tiefe berechnet). Die Temperatur steigt normalerweise linear mit der Tiefe, und der Gradient folgt somit aus mittlerer Oberflächentemperatur und der Temperatur am Boden des Bohrloches; die Temperatur am Boden des Bohrloches läßt sich an einem an der Sonde angebrachten Maximumthermometer ablesen.

## 5.2 Eigenpotentiallog

Ist die Mineralkonzentration im Formationswasser nicht bekannt, dann läßt sie sich auch annähernd aus dem elektrochemischen Potential zwischen Tonmineral- und Sandsteinformationen bestimmen, das gleich dem Maximalauschlag (Scheitel-Scheitel-Wert) des Eigenpotentiallogs ist. Es gilt

$$E_c = -k \lg \frac{a_w}{a_{mf}} \quad (3)$$

Hier ist  $E_c$  das elektrochemische Potential,  $k$  eine temperaturabhängige Konstante, die die Ionenbeweglichkeiten, die Faradaykonstante, die Gaskonstante und die absolute Temperatur umschließt.  $a_w$  ist die Ionenaktivität des Formationswassers,  $a_{mf}$  die des Bohrlochwassers. Für  $k$  in Abhängigkeit von der Temperatur existieren Tabellen, für die Bestimmung der Resistivität aus der Ionenaktivität grafische Tafeln, die streng für reine NaCl-Lösungen, aber auch noch für die gewöhnlichen Formations- und Bohrlochwasser mit vernachlässigbarem Fehler gelten.

## 5.3 Mikrobereichs-Elektrologs

Wenn neben  $\rho_w$  auch  $F$  bekannt ist — zum Beispiel, wenn die zur Untersuchung stehende Formation an einem benachbarten Bohrloch 100% Wasser führt —, läßt sich Gl. (2) lösen, denn durch Einsetzen von  $\rho_o$  aus Gl. (1) in Gl. (2) folgt

$$\frac{\rho_t}{\rho_w} = F \cdot I \quad (4)$$

Ist  $F$  nicht vorher bekannt, dann läßt es sich mit Hilfe eines Mikrobereichs-Elektrologs ermitteln. Mit guter Näherung ist anzunehmen, daß aus einer Zone geringer Dicke dicht hinter der Bohrlochwand alles ursprünglich vorhandene Formationswasser, Öl und Gas durch Filtrat aus dem Bohrloch verdrängt worden ist. Man hat in dieser Zone also annähernd eine zu 100%

mit Bohrlochfiltrat gesättigte Formation, und es gilt eine Gleichung der Form (1), in der lediglich  $\rho_w$  durch die Resistivität des Bohrlochfiltrates  $\rho_{mf}$  (die bekannt ist) ersetzt ist.

$$\frac{\rho_{2z}}{\rho_{mf}} = F = \Phi^{-m} \quad (5)$$

$\rho_{2z}$  ist die mit dem Mikrobereichslog gemessene Resistivität jener dünnen, vollständig gefluteten Zone.

Ein allen Elektrologs gemeinsames Problem ist die Eichung. Gemessen wird ein Widerstand, angezeigt werden soll ein spezifischer Widerstand! Deshalb muß die Potentialverteilung (oder Stromverteilung) berücksichtigt werden. Für den theoretischen Fall einer Bohrlochsonde in einem homogenen Medium läßt sich die Potentialverteilung recht einfach aus der Elektrodenform und -anordnung angeben (zum Beispiel Kugelsymmetrie für eine einzelne kleine Stromelektrode mit sehr weit entfernt, sehr großer Gegenelektrode). Dagegen werden die Verhältnisse sofort sehr kompliziert, wenn man zum praktischen Fall der Sonde im Bohrloch übergeht. Brechungen treten auf an der Bohrlochwand und an den Grenzflächen der verschiedenen Schichten und weitere Verzerrungen beim Übergang von der infiltrierten in die ungestörte Zone. Die Messung liefert also nur eine „scheinbare Resistivität“ (geeicht für den homogenen Fall), die erst noch für den Bohrlochdurchmesser und die Bohrloch-resistivität, für die Schichtenmächtigkeit und die Resistivität der angrenzenden Schichten und für die Ausdehnung und Resistivität der Infiltrationszone korrigiert werden muß. Die äußerst schwierigen Rechnungen sind für gewisse Standard-Elektrodenanordnungen unter vereinfachenden Annahmen mittels elektronischer Rechenmaschinen durchgeführt worden, und die Ergebnisse sind in Form von Kurventafeln verfügbar, so daß eine verhältnismäßig schnelle Auswertung von Elektrologs mit hinreichender Genauigkeit auf grafischem Wege möglich ist. Die meisten der in die Tafeln eingehenden Größen sind bekannt oder lassen sich direkt vom Log ablesen; nur die Resistivitäten der ungestörten Formation und der infiltrierten Zone sowie der Durchmesser der infiltrierten Zone sind unbekannt. Da die Standard-Elektrologs drei bis fünf Kurven verschiedener radialer Meßtiefen liefern, kann man durch simultane Auswertung von drei passenden Kurven mit Hilfe der zugehörigen Tafeln die richtige Lösung finden; diese muß für die drei Unbekannten bei allen drei Auswertungen jeweils den gleichen Wert ergeben.

## 5.4 Akustik-Log

Zur quantitativen Ermittlung der Porosität wurde erfolgreich das Akustik-Log eingesetzt. Da der Sender einen sehr kurzen Puls mit sehr steiler Flanke aussendet und der Empfänger schon auf einen Bruchteil der vollen Pulshöhe anspricht, kann man annehmen, daß das Signal auf dem zeitlich kürzestmöglichen Schallweg läuft, das heißt nahezu radial vom Sender weg durch das Bohrloch in die Formation, dann parallel zum Bohrloch durch die Formation und wieder nahezu radial durch das Bohrloch zum Empfänger. Den Effekt des Bohrloches kann man noch ausschalten, wenn man zwei Empfänger in verschiedenen Abstand vom Sender verwendet und anstatt der Laufzeit vom Sender zum Empfänger die Laufzeit zwischen den beiden Empfängern mißt. Dann fällt die Laufzeit zwischen Bohrlochwand und Empfänger heraus, vorausgesetzt, daß sich beide Empfänger im gleichen Wandabstand befinden. Für die Porosität gilt

$$\Phi = \frac{\tau - \tau_m}{\tau_f - \tau_m} \quad (6)$$

Gl. (6) beruht auf der simplen Annahme, daß die spezifische Schalllaufzeit  $\tau$  (Laufzeit/Längeneinheit) in einem porösen Medium gleich ist der Summe aus der spezifischen Laufzeit  $\tau_m$  im Gesteinsmaterial multipliziert mit dem Volumenanteil  $(1 - \Phi)$  des Gesteinsmaterials und der spezifischen Laufzeit  $\tau_f$  in der Porenflüssigkeit multipliziert mit dem Volumenanteil  $(\Phi)$  der Flüssigkeit.

$$\tau = \Phi \tau_f + (1 - \Phi) \tau_m \quad (7)$$

Dabei ist vorausgesetzt, daß sich die relativen Laufwege des Signals im Gesteinsmaterial und in der Flüssigkeit verhalten wie die Volumenanteile, eine Annahme, deren strenge Berechtigung man zwar vom Theoretischen her bezweifeln kann, die aber bisher praktisch zu recht gut brauchbaren Resultaten geführt hat.

Zur Auswertung des Akustik-Logs nach Gl. (6) ist somit die Kenntnis von  $\tau_m$  und  $\tau_f$  nötig.  $\tau_f$  unterscheidet sich nicht viel für Öle und Wasser; man kann also für Öl- und Wasserzonen den gleichen Wert ansetzen, nur für Gaszonen ist ein anderer Wert zu nehmen.  $\tau_m$  ist typisch für die Formation.

## 5.5 Neutronenlogs

Am schwierigsten sind die Neutronenlogs einer quantitativen Auswertung zugänglich, und zwar wegen der Vielzahl der genannten Störeffekte. Bei genügender Vergleichsinformation (Neutronenlogs aus der näheren Umgebung zusammen mit anderweitig bestimmten Porositätsdaten oder Fixpunkten mit bekannter Porosität zu dem betreffenden Log) lassen sich jedoch praktisch zufriedenstellende Resultate erreichen.



## 6. Instrumentation

Aus den vorstehenden Ausführungen erkennt man, wie schwierig Bohrlochmessungen rein prinzipiell sind und welche Fehlermöglichkeiten allein schon in der Meßmethode an sich liegen. Um dennoch zu brauchbaren Resultaten zu kommen, muß man bei der Konstruktion der Sonden darauf achten, mit Hilfe besonderer Schaltungen und mechanischer Anordnungen nach Möglichkeit den Einfluß der Störquellen gegenüber der Meßgröße zurückzudrängen. Als Beispiel sei die Anwendung von Stromfokussierung bei den Elektrologs zur Erreichung einer größeren Meßtiefe genannt. Andere Anwendungen sind Differenzverfahren, Störbegrenzung, Diskriminierung und Schaltungen zur Informationskontrolle, die offensichtlich falsche Meßwerte vor der statistischen Mittelung oder der Aufzeichnung ausmerzen. Alles dies verlangt natürlich eine umfangreiche Elektronik, die zum größten Teil in der Sonde selbst untergebracht werden muß und nur zum geringsten Teil an die Erdoberfläche verlegt werden kann.

Wie bereits erläutert, sind zur einwandfreien Bestimmung der interessierenden Formationsparameter stets mehrere Messungen notwendig, die zur Vermeidung zusätzlicher Fehler am günstigsten gleichzeitig mit derselben Sonde durchzuführen sind. Die Entwicklung von Kombinationsinstrumenten ist daher von großer Wichtigkeit. Die Kombination von zwei oder mehr verschiedenen Meßanordnungen verlangt aber nicht nur die gemeinsame Unterbringung der Elektronik von mehreren Instrumenten in einer Sonde, sondern darüber hinaus noch zusätzliche Elektronik, um gegenseitige Beeinflussung der Messungen — insbesondere bei der Übertragung — auszuschließen.

Welchen Schwierigkeiten man bei der Übertragung der Meßwerte an die Oberfläche gegenübersteht, mag aus folgendem klar werden. Die Übertragung muß mittels des Stahlseiles erfolgen, an dem die Sonde hängt und das in erster Linie den mechanischen Erfordernissen gerecht sein muß. In der Hanfseile ließen sich bisher höchstens 6 isolierte Adern geringen Querschnittes unterbringen. Dieses Kabel kann bei den heute vorkommenden großen Bohrtiefen bis fast 10 km lang sein und ist während der Messung zu einem lautend wechselnden Bruchteil dieser Länge auf einer stählernen Trommel aufgewickelt, die noch meistens unkontrollierbare Magnetisierung aufweist. Der Längswiderstand der einzelnen Adern ist bei normaler Temperatur 100...300 Ohm, kann aber bei den unter Umständen im Bohrloch herrschenden hohen Temperaturen bis auf den dreifachen Wert ansteigen. Die Kapazität zwischen den Adern liegt in der Größenordnung von 1  $\mu$ F und schwankt ebenfalls während des Betriebes. Der Isolationswiderstand kann bei älteren Kabeln bis auf < 10 MOhm sinken; da die elektrische Qualität der Kabel aber unter den ungünstigen Betriebsbedingungen sehr schnell absinkt, wesentlich schneller als die mechanische Qualität, ist es ökonomisch unmöglich, elektrisch nicht mehr ganz gute Kabel sofort zu verschrotten. Der Entwicklungingenieur der Sonden muß sich damit abfinden, zur Vielfachübertragung nur etwa eine „10 km lange Klingelleitung“ zur Verfügung zu haben.

Besonders kritisch wirkt sich auch der gewaltige Dynamikumfang der Meßgrößen aus, der zum Beispiel bei speziellen Elektrologs bis 5 Zehnerpotenzen betragen kann. Der absolut an der Erdoberfläche benötigte Informationsfluß ist verhältnismäßig gering, maximal nur etwa 80 bit/s; der tatsächlich als Meßgrößen angebotene Informationsfluß ist dagegen um Größenordnungen höher. „Verdaunung“ der Information und Ausscheidung des Unwesentlichen verlangt wiederum aufwendige Elektronik „unten“ (in der Sonde). Meistens schließt man einen Kompromiß und überträgt mehr Information als eigentlich nötig.

Besondere Schwierigkeiten bereitet beim Elektrolog die Forderung nach einer räumlich weit entfernten Gegenelektrode (zweckmäßigerweise an der Erdoberfläche). Dies bedingt eine unsymmetrische Signalleitung. Um Nebensprechen zu vermeiden, muß deshalb die Energieversorgung unbedingt bei einer anderen Frequenz als die Messung erfolgen. Auch im Falle von symmetrischen Signalleitungen bei anderen Instrumenten läßt sich wegen der natürlichen Unsymmetrie zwischen den Adern und vor allem wegen der Veränderungen während des Betriebes das Nebensprechen nie völlig abstellen. Sind die Signalspannungen klein, dann muß die Energieversorgung immer auf anderer Frequenz erfolgen, wiederum ein Grund für mehr Elektronik in der Sonde.

Der Kontakt mit korrosiven Substanzen im Bohrloch unterwirft den Oberflächenwiderstand der Elektroden des Elektrologs starken Schwankungen. Man muß also stets zwischen Stromelektroden und Spannungselektroden trennen und die Spannungsmessung bei hohem Eingangswiderstand vornehmen.

Alle die oben angeführten Gründe zwingen zu umfangreichen elektronischen Schaltungen in den Sonden. Zur Unterbringung steht aber nur ein Raum von 20...60 mm lichte Durchmesser im Innern der zylindrischen Sonden zur Verfügung. Sonden von über 2...3 m Länge müssen zum Transport zerlegt werden; zwischen den einzelnen Teilen sind dann gute, einfache und schnell zu handhabende mechanische und elektrische Verbindungen erforderlich. Dabei ist Verunreinigung der Verbindungen im Betrieb unter den im Ölfeld herrschenden Bedingungen — alles ist mit einer Emulsion aus Lehm, Salzwasser und Öl bedeckt, dazu regnet es vielleicht noch in Strömen oder Kondenswasser schlägt sich an allen Metallteilen nieder — fast unvermeidbar.

Die Sonden sollen bei Drücken bis etwa 200 atü und Temperaturen bis etwa 230°C über mehrere Stunden hinweg arbeiten. Wendet man Halbleiterschaltungen an, dann hat man sie in thermisch isolierenden Gefäßen unterzubringen und die eindringende Wärme und die gesamte Verlustwärme der Schaltung laufend abzuführen oder durch ein Kühlmittel aufnehmen zu lassen.

Auch die Energieversorgung ist ein Problem. Nur 25...50 W Nutzleistung stehen je Kabelader in der Sonde zur Verfügung. Das setzt ebenfalls eine Grenze für den elektronischen Aufwand in der Sonde. Denn oft (wie zum Beispiel beim Elektrolog) wird ein erheblicher Teil der verfügbaren Leistung für die Bohrlochmessung selbst gebraucht.

Es läßt sich hieraus wohl leicht erkennen, unter welchen schwierigen Bedingungen und zwischen welchen engen Grenzen der Entwicklungsingenieur versuchen muß, ein so kompliziertes Instrument hoher Präzision und gleichzeitig größter Robustheit zu schaffen. Angesichts dieser Tatsachen ist es erstaunlich, was dennoch auf diesem Gebiet geleistet werden kann.

Auf die Geräte an der Erdoberfläche soll nicht näher eingegangen sein, da sich die Bedingungen hier nicht wesentlich von denen anderer portabler Geräte unterscheiden. Die Oberflächenstation ist in einem Lastkraftwagen untergebracht, der meistens auch gleichzeitig die Kabelspillanlage enthält. Die Aufzeichnung der Meßgrößen erfolgt mit mechanischen Schreibern oder mit Fotoschreibern.

## 7. Weitere Entwicklung

Wichtig für die Zukunft ist die weitere Entwicklung von geeigneten, zuverlässigen Kombinationsinstrumenten. Dabei ist besonders darauf zu achten, daß sie nach Methode und Ausführung der Messung auf die Prinzipien der quantitativen Auswertung abgestimmt sind und einen Satz von Meßgrößen liefern, aus dem sich die interessierenden Formationsparameter sicher berechnen lassen. Hierzu sollten auch grundsätzlich neue Meßmethoden entwickelt und bisher noch nicht benutzte physikalische Effekte herangezogen werden, die sich noch in größerer Anzahl erfolgversprechend anbieten.

Ist das subjektive Element erst einmal bei der Auswertung ausgeschaltet, dann läßt sich auch an den Einsatz von Rechenmaschinen denken. Zwei Wege stehen dafür offen. Entweder rüstet man die fahrbaren Stationen mit Analogrechnern aus, mit deren Hilfe während des Loggens die interessierenden Formationsparameter direkt aufgezeichnet werden. Bessere Aussichten bietet dagegen die andere Möglichkeit, die Logs auf Magnetband aufzuzeichnen, nach Beendigung des Loggens durch Funk schnell zu einem Rechenzentrum mit großem Digitalrechner zu übertragen, anschließend die Ergebnisse durch Funk zurückübertragen und auf ein Band aufzuzeichnen, das dann langsam auf einen Schreibstreifen überspielt werden kann.

Die Probleme der Sonderelektronik und Vielfachübertragung würden sich wesentlich vereinfachen, wenn es gelänge, Halbleiter hinreichend hoher Betriebstemperatur zu schaffen. Vielleicht bieten die Tunnelioden hier Aussichten. Auch die anderen Wege zur Schaffung räumlich kleiner elektronischer Elemente mit geringer zusätzlicher Betriebsleistung (wie zum Beispiel Heizleistung bei Röhren), wie sie gegenwärtig in den USA und anderenorts beschritten werden (zum Beispiel unter Ausnutzung magnetischer und elektrolytischer Erscheinungen oder sogar des guten, alten Röhrenprinzips), versprechen unter Umständen Erfolg. Zu beachten ist, daß es sich in der Sonderelektronik in den meisten Fällen um Niederfrequenz handelt, also „langsame“ Elemente durchaus in Frage kommen.

Für die weitere Entwicklung von Kombinationsinstrumenten wird es unvermeidbar sein, besondere Telemetering-Verfahren, am besten vermutlich PCM, zur Übertragung unter Inkaufnahme der zusätzlichen Elektronik in der Sonde anzuwenden. Solch ein Übertragungsteil könnte für alle Sonden passend ausgelegt und zum Betrieb einfach zwischen Sonde und Kabel eingeschaltet werden. Dann ist auch kein 6poliges Kabel mehr notwendig, das ohnehin mehr einem 12poligen Netzwerk aus Widerständen und Reaktanzen gleicht. Empfehlenswert wäre unter diesen Umständen eher ein Einleiterkabel (1 Ader + Stahlmantel) mit großem Querschnitt und besserer Isolation, so daß genügend Energie nach unten übertragen werden kann. Am besten wählt man zur Energieversorgung die Netzfrequenz; damit hat man Gleichspannung frei für das Eigenpotentiallog, und für die Elektrologs ist ohnehin eine höhere Tonfrequenz empfehlenswert, da sonst Störungen durch vagabundierende Erdströme von Netzfrequenz zu befürchten wären. Außerdem hat man auf diese Weise für spezielle Zwecke noch ein Synchronisierungssignal verfügbar.

Mit dem weiteren Ansteigen der Nachfrage nach Erdöl und der Kosten der Förderung wird der Bedarf an zuverlässigen Bohrlochmessungen immer dringender. Deshalb müssen die bestehenden Probleme in der Zukunft auf breiterer Grundlage mit mehr Forschungs- und Entwicklungsarbeit angegriffen werden als bisher. Für den Physiker und Geophysiker wie für den Elektroniker bieten sich hier eine lohnende Aufgabe und ein reiches Arbeitsfeld.



# Hochwertiges Gleichspannungs-Röhrenvoltmeter mit direktanzeigendem Ohm-Meter

Schluß aus FUNK-TECHNIK Bd. 17 (1962) Nr. 2, S. 56

DK 621.317.725:621.385

## 6. Mechanischer Aufbau

Das Gerät ist in ein Stahlblechgehäuse (Abmessungen 295 × 210 × 160 mm) eingebaut. Alle Bedienungselemente sind übersichtlich und griffgerecht auf der Frontplatte angebracht. Die Hinterlegung des Bedienungsfeldes mit einer Platte aus schwarz-weißem Schicht-Resopal erlaubt eine dauerhafte Beschriftung durch Gravieren der schwarzen Deckschicht. An den gravierten Stellen tritt dann nämlich die zweite, weiße Schicht hervor, und die Beschriftung erscheint weiß auf schwarzem Grund. Beim Mustergerät hat es sich außerdem bewährt, alle die Widerstandsmessung betreffenden Beschriftungen rot auszulegen; dadurch ergibt sich eine besonders gute Übersichtlichkeit. An der rechten Seite der Frontplatte ist noch ausreichend Platz für einen Tragegriff.

Chassis und Frontplatte sind durch Konsolwinkel miteinander verschraubt. Dadurch ergibt sich ein kompakter, handlicher Aufbau. Hinweise für die Anordnung der Einzelteile geben die Bilder 8 bis 13. Bezugspunkte für die Bohrungen in der Frontplatte und dem Chassis sind die bereits vorhandenen Löcher zur Befestigung der Konsolwinkel.

Beim Zusammenbau ist darauf zu achten, daß die unteren Befestigungsschrauben am Flansch des Anzeigeinstrumentes auf etwa 4 mm gekürzt werden müssen. Der Ausgangsspannungsteiler wird an den oberen Befestigungsschrauben des Instrumentes befestigt. Es empfiehlt sich, diese Einheit sowie auch den Bereichsschalter und das Drucktastenaggregat vor dem Einbau möglichst weitgehend zu verdrahten. Dadurch läßt sich die Schaltarbeit wesentlich erleichtern. Beim Eingangsspannungsteiler, dessen Widerstände direkt an die entsprechenden Schalterkontakte gelötet werden, dürfen sich die einzelnen Widerstände nicht berühren. Man achte auf kurze Anschlußdrähte der Einzelteile, damit die Einheit mechanisch stabil ist.

Die weitere Verdrahtung ist wenig kritisch. Nur die Verlegung der zu den Steuergittern von Röhre 1 und Röhre 2 führenden Leitungen sollte sorgfältig erfolgen. Eine Berührung dieser Verbindungen mit anderen Leitungen ist trotz der Isolation der Drähte zu vermeiden. Außerdem sollten sie nicht in unmittelbarer Nähe der Heizleitungen oder der Anodenkreise der E 80 F vorbeigeführt werden.

Die Masseverbindung der Schaltung erfolgt nur an einem Punkt in unmittelbarer Nähe von Röhre 1. Zwar liegen auch die Flansche der Meßbuchsen an Masse, jedoch hat sich das nicht als störend erwiesen. Wegen der hohen Empfindlichkeit des Geräts müssen abgeschirmte Meßkabel verwendet werden; anderenfalls sind Brummeinstreuungen unvermeidlich. Das Gehäuse hat an der Rückseite zwei Bohrungen. Die eine dient zur Durchführung des Netzkabels und erhält eine Gummi-Durchführung, um ein Durchscheuern des Kabels zu verhindern. In die zweite Bohrung schraubt man als Erdungsbuchse eine blanke Telefonbuchse.

## 7. Inbetriebnahme und Eichung

Nach sorgfältiger Überprüfung der Verdrahtung bringt man den Bereichsschalter in die der Stellung 1 kV benachbarte Stellung 0. Dann wird das Gerät mit dem Lichtnetz verbunden und die Betriebsartentaste „+“ gedrückt. Nach einer Anheizzeit von einigen Minuten sollte dann zuerst die Spannung an der Primärseite des Netztransformators kontrolliert werden. Der Sollwert ist 155 V<sub>eff</sub>, jedoch sind Abweichungen bis etwa ±5% zulässig. Bei größeren Abweichungen läßt sich sehr einfach eine Korrektur durchführen, indem man einen Widerstand von einigen kOhm entweder parallel zum Eisenwiderstand (bei zu niedriger Spannung) oder parallel zur Primärwicklung (bei zu hoher Spannung) schaltet. Der richtige Wert ist schnell ausprobiert. Nun kann das Gerät auf den Bereich 1 kV geschaltet werden. Der Zeiger des Anzeigeinstrumentes soll sich jetzt mit dem Regler „0-Kontrolle“ wahlweise auf den Skalenanfang und auch auf Skalenmitte einstellen lassen.

Es ist zu berücksichtigen, daß die elektrischen Daten der E 80 F bei der hier gewählten Einstellung recht erheblich voneinander abweichen können. Sollte sich daher der Zeiger nicht in der gewünschten Weise einstellen lassen, dann muß einer der beiden 750-kOhm-Widerstände an den Gittern der E 88 CC mit einem Widerstand von einigen Mohm überbrückt werden. Der genaue Wert ist durch Versuch leicht zu bestimmen. Von einem Einstellregler an dieser Stelle wurde bewußt Abstand

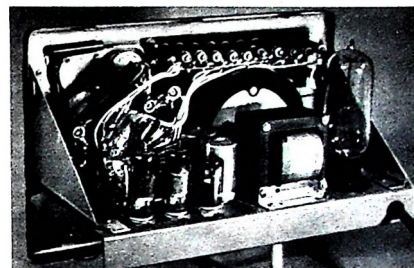


Bild 10. Chassisansicht. Links Röhren des Impedanzwandlers, dahinter Bereichsschalter mit dem Eingangsspannungsteiler sowie mit den Meßwiderständen für die Widerstandsmessung. Rechts Eisenwiderstand und dahinter Stabilisatorröhre 150 B 2. Die Widerstände des Ausgangsspannungsteilers sind auf einem besonderen Pertinaxträger über dem Instrument befestigt.

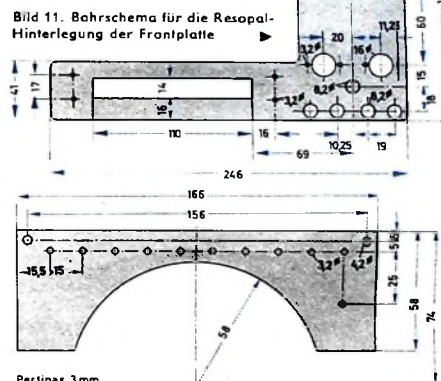


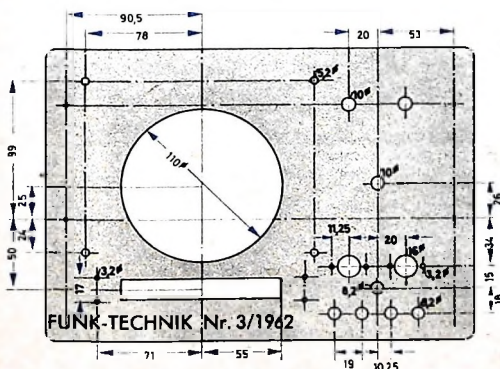
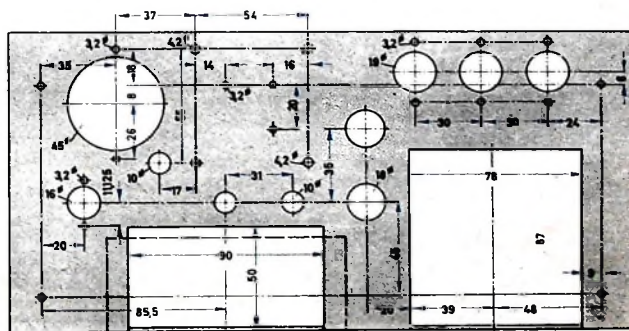
Bild 11. Bohrschema für die Resopal-Hinterlegung der Frontplatte

genommen, da an solchen Reglern häufig Kontaktunsicherheiten beobachtet werden. Die Wirksamkeit der 0-Kontrolle ist für sämtliche Bereiche zu prüfen.

Zur Eichung des Geräts müssen entsprechende genaue Spannungsquellen – für jeden Bereich mindestens eine, möglichst

Bild 8. Bohrschema für die Frontplatte

Bild 9. Bohrschema für das Chassis





In der oberen Hälfte des Bereichs – zur Verfügung stehen. Diese Spannungen lassen sich zum Beispiel leicht mit einem als Potentiometer geschalteten Vielfach-Vorwiderstand (wie sie früher für die Meßbereichserweiterung von Einbereich-Drehspulinstrumenten verwendet wurden) aus einem 300-V-Netzteil und aus ein oder zwei Taschenlampenbatterien (für die unteren Bereiche) erzeugen. Die Eingangsspannung dieses Eichspannungsteilers wird mit einem entsprechend genauen Voltmeter kontrolliert (Bild 14), die Ausgangsspannung läßt sich leicht berechnen.

Nachdem das Gerät eine ausreichende Zeit – etwa 30 min – eingeschaltet war, wird zunächst die Eichung für unsymmetrische Spannungen durchgeführt. Die Eichspannung für den entsprechenden Bereich wird an die Eingangsbuchsen M1 und 0 gelegt und der dazu gehörende Widerstand im Ausgangsspannungsteiler so lange verstellt, bis der Wert der Eichspannung mit dem Zeigerausschlag übereinstimmt. Sind alle Bereiche unsymmetrische Spannungen durchgeführt, dann legt man die Eichspannungen an die Buchsen M1 und M2 und bringt mit den Einstellreglern an der Schalterebene III die Zeigerstellungen auf jeweils den halben Wert der Eichspannung. Damit stimmen die Skalen dann auch für symmetrische Spannungen. Dabei ist jedoch zu beachten, daß das Anzeigementrum wegen der besseren Übersichtlichkeit keine besondere Teilung für die Messung von symmetrischen Spannungen aufweist. Bei diesen Messungen sind die

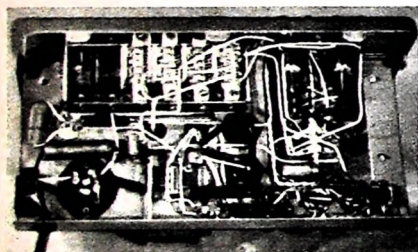


Bild 13. Ansicht der Verdrahtung; man erkennt die Lage der Gleichrichter und der Stabilisationszelle

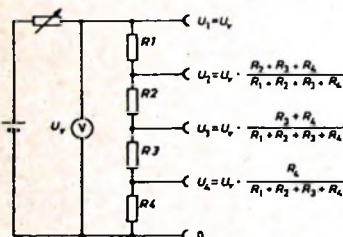


Bild 14. Beispiel für die Gewinnung von Eichspannungen

Werte der Normalteilungen mit dem Faktor 2 zu multiplizieren.

Die Einrichtung zur Widerstandsmessung erfordert keine Eichung. Nach Betätigen der Betriebsartentaste „R“ wird bei kurzgeschlossenen Buchsen R der Nullpunkt kontrolliert. Ist der Kurzschluß aufgehoben (offenes Buchsenpaar R), dann läßt sich der Zeiger mit dem Regler „R-Kontrolle“ auf Endausschlag bringen. Verbindet man nun den zu messenden Widerstand mit den Buchsen R, dann läßt sich sein Wert direkt von der Skala ablesen.

*Für den  
KW-Amateur*

WERNER W. DIEFENBACH

## Stabiler Steuersender für die Amateurbänder 80...100 m

### Technische Daten

Wellenbereiche: 3,5... 3,8 MHz  
7,0... 7,2 MHz  
14,0... 14,4 MHz  
21,0... 21,6 MHz  
28,0... 30,4 MHz

Tastung: Gittersperrspannungstastung einer Verstärkerröhre

Eingebauter Quarzoszillator

Eingebauter variabler Oszillator

Frequenzstabilität: etwa  $5 \cdot 10^{-4}$

Ausgang: 60 Ohm

Ausgangsspannung: je nach Bereich zwischen 5 und 25 V an 60 Ohm

Röhrenbestückung: ECC 81, EC 92, ECC 85,  
5 x EF 80, 150 C 2

Für den Funkamateur ist es manchmal vorteilhaft, einen Steuersender in einem getrennten Gehäuse zu verwenden, beispielsweise wenn die Endstufe größere Leistung hat und der komplette Sender mit Netzteil und Modulator auf dem Arbeitstisch keinen Platz mehr findet. Man kann dann den Steuersender direkt neben dem Empfänger aufstellen und seine Sendefrequenz sehr schnell plazieren, ohne aufstehen zu müssen. Wärmetechnische und BCI-Probleme sprechen außerdem dafür, den Steuersender von den Leistungsstufen zu trennen.

### Oszillator in Franklin-Schaltung

Das Gerät besteht aus dem variablen Oszillator (VFO), dem Quarzoszillator, der Trennstufe, dem Bandfiltervervielfacher und dem Netzteil (Bild 1). Beim VFO wurde besonders darauf geachtet, gute Frequenzstabilität zu erreichen. Der Oszillator arbeitet in Franklin-Schaltung mit der Röhre ECC 81 (Rö 1) und schwingt auf 160 m. Er kann mit dem Schalter S3 auf zwei verschiedene Bereiche umgeschaltet werden. Im ersten Bereich (für 80 und 10 m) läßt er sich von 1750 bis 1900 kHz durchstimmen.

Für die anderen drei Bänder (40, 20 und 15 m) ist der Bereich gespreizt, um eine leichtere Abstimmung zu gewährleisten. Der Drehkondensator C2 (100 pF), der sonst parallel zur Spule L1 liegt, wird dabei durch C3 verkürzt. Um wieder auf den Bandanfang (1750 kHz) zu kommen, müssen die beiden Kondensatoren C1 und C49 parallelgeschaltet werden. Der Variationsbereich ist dann 50 kHz (1750... 1800 kHz). Über C5 (6 pF) ist der Schwingkreis an Rö 1a sehr lose angekoppelt, damit Änderungen der Röhrenkapazitäten nicht auf den Schwingkreis einwirken können. Der Rückkopplungskreis besteht aus der Umkehröhre Rö 1b und dem Kondensator C7. Über C9 wird die erzeugte Hochfrequenz (etwa 0,1 V) abgenommen und der Gitterbasis-Pufferstufe Rö 2a zugeführt. Die Anodenspannung des Oszillators ist stabilisiert.

### Quarzoszillator

Um auch auf Festfrequenzen senden zu können, wurde ein Quarzoszillator eingebaut. Er arbeitet mit der Röhre EC 92 (Rö 3). In ihrer Anodenleitung liegt der schmalbandige Schwingkreis L2, C12, der die Quarzfrequenz aussiebt.

Die Hochfrequenz wird über die Spule L3 und den Kondensator C10 ausgekoppelt. Dieser Stufe ist ebenfalls eine Gitterbasis-Trennstufe nachgeschaltet. Mit dem Schalter S2 kann entweder der Quarzoszillator oder der VFO eingeschaltet werden.

### Trennstufe

Die Anoden der beiden Röhrensysteme Rö 2a und Rö 2b der Trennstufe sind zusammengeschaltet. Das anschließende Bandfilter F1 ist auf 80 m abgestimmt. Die beiden Schwingkreise L4, C14 und L5, C15 sind verhältnismäßig fest gekoppelt, um gute Breitbandigkeit zu garantieren.

Über C16 gelangt die HF zur Röhre Rö 4, die die Aufgabe hat, das schwache Signal der Trennstufe zu verstärken. Wegen der Bandfilterkopplung werden die höheren

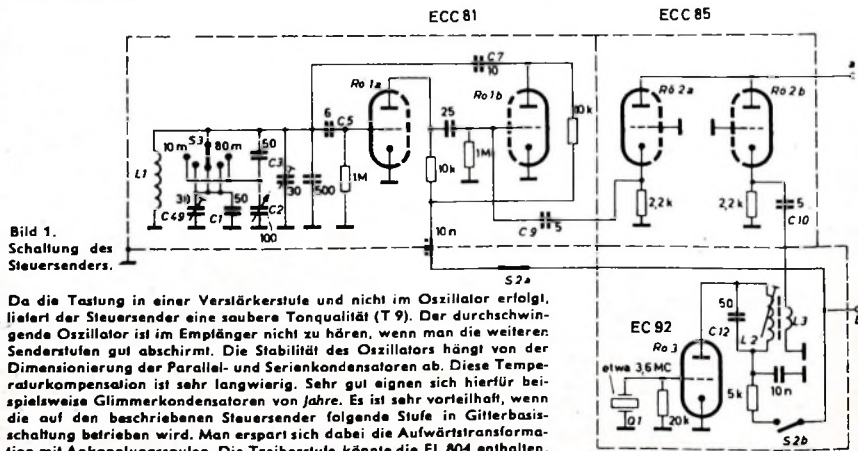


Bild 1. Schaltung des Steuersenders.

Da die Tastung in einer Verstärkerstufe und nicht im Oszillator erfolgt, liefert der Steuersender eine saubere Tonqualität (T 9). Der durchschwingende Oszillator ist im Empfänger nicht zu hören, wenn man die weiteren Senderstufen gut abschirmt. Die Stabilität des Oszillators hängt von der Dimensionierung der Parallel- und Serienkondensatoren ab. Diese Temperaturkompensation ist sehr langwierig. Sehr gut eignen sich hierfür beispielsweise Glimmerkondensatoren von Jahre. Es ist sehr vorteilhaft, wenn die auf den beschriebenen Steuersender folgende Stufe in Gitterbasis-Schaltung betrieben wird. Man erspart sich dabei die Aufwärtstransformation mit Ankopplungsspulen. Die Treiberstufe könnte die EL 804 enthalten.



Tab. I. Wickeldaten der Spulen

Spule	Windungszahl	Körper
L 1	61	„Spke 20“
L 2	60	„B 8/33“
L 3	8	
L 4	50	„K 12“
L 5	50	
L 6	46	
L 7	46	„K 12“
L 8	17	
L 9	36	
L 10	36	„K 12“
L 11	12	
L 12	24	
L 13	24	„K 12“
L 14	8	
L 15	20	
L 16	24	„K 12“
L 17	7	
L 18	18	
L 19	20	„K 12“
L 20	6	

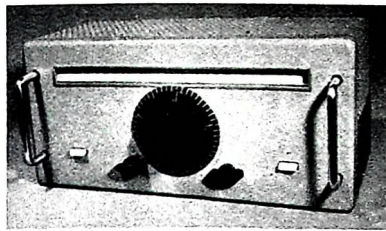


Bild 2. Außenansicht des Steuersenders

Draht:  
L 1 aus  
0,8 mm CuL,  
L 2 ... L 20 aus  
0,4 mm CuL.

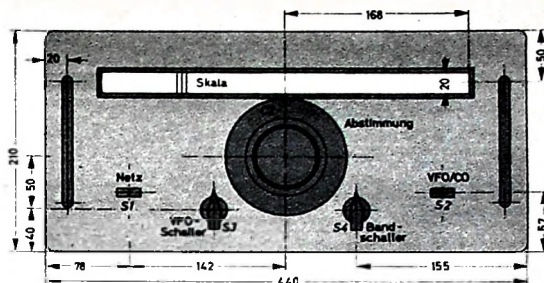


Bild 3. Maßskizze der Frontplatte

Oberwellen und die Grundwelle unterdrückt. Am Steuergitter von R6 4 liegt eine negative Sperrspannung von etwa 50 V, die die Röhre vollkommen sperrt, so daß sie kein Signal mehr durchläßt. Selbst bei direkter Kopplung mit dem Empfänger kann man kein Signal des dauernd laufenden Oszillators feststellen.

Wenn der Sender eingeschaltet wird, wird die negative Sperrspannung durch die Taste kurzgeschlossen, und die Röhre arbeitet als normaler Verstärker. Parallel zur Taste liegt noch die Buchse Bu 2. Sie wurde angeordnet, um den Sender auch von anderer Stelle aus einschalten zu können, zum Beispiel durch den Sende-Empfangsschalter im Empfänger.

#### Bandfilter-Vervielfacher

Im Anodenkreis von R6 4 liegt das zweite Bandfilter F2, das ebenfalls auf 80 m abgestimmt ist. Über die Spule L 8 wird die 80-m-Frequenz ausgekoppelt. Die Leitung l führt zum Schalter S4 c und von dort zur Ausgangsbuchse Bu 3.

Die sich anschließenden Vervielfachsstufen (R6 5 ... R6 8) sind alle ähnlich aufgebaut. Um große Oberwellenfreiheit zu erreichen, sind zwischen den Stufen Bandfilter angeordnet, die nur das gewünschte Frequenzband aussieben. Alle anderen erzeugten Frequenzen werden über 10-nF-Entkopplungskondensatoren am kalten Ende der Filter nach Masse abgeleitet. Jede Vervielfachsstufe arbeitet mit einem

Katodenwiderstand von 500 Ohm, den ein 10-nF-Kondensator wechsellspannungsmäßig kurzschließt. Die Steuergitter der Röhren sind über 1-MOhm-Widerstände und die 50-kOhm-Gitterableitwiderstände negativ vorgespannt. Diese Sperrspannungen werden immer dann kurzgeschlossen, wenn man die betreffende Stufe benötigt. Bei 15-m-Betrieb arbeiten zum Beispiel die Vervielfacher für 40 und 15 m (R6 5, R6 7), die Stufen für 20 m (R6 6) und 10 m (R6 8) sind dagegen gesperrt. Dadurch wird eine sehr große Störfreiheit erreicht. Im Schirmgitterkreis der 15-m-Verdreifachsstufe (R6 7) liegt, um größere Verstärkung zu erhalten, ein Vorwiderstand von nur 50 kOhm (R 32). Alle anderen Stufen haben dagegen Vorwiderstände von 100 kOhm, da diese Stufen als Verdoppler arbeiten.

Zur Auskopplung ist für jedes Band eine besondere Auskopplungsspule vorhanden, die zwischen Primär- und Sekundärspule gewickelt wird. Der verwendete Spulenkörper (Keramik) hat verschiedene Kammern. Primär- und Sekundärspule werden je in zwei Kammern gewickelt. Zwischen den Spulen bleibt eine Kammer frei, in der man die Auskopplungsspule unterbringt. Die Wickeldaten sind in Tab. I zusammengestellt.

#### Netzteil

Der Netzteil ist in Standardschaltung ausgeführt. Die Wechselspannung wird durch einen Selengleichrichter in Graetzschaltung gleichgerichtet und der Siebkette D 1, C 46 b zugeleitet. Die beiden Oszillatoren erhalten ihre Speisespannung (150 V) vom Stabilisator 150 C 2 (R6 9). Der Transformator für die negative Spannung liefert auf der Sekundärseite eine Spannung von 250 V, die über den Vorwiderstand R 36 zum Einweggleichrichter E 250 C 50 M gelangt. Die Siebkette R 37, C 48 ist mit

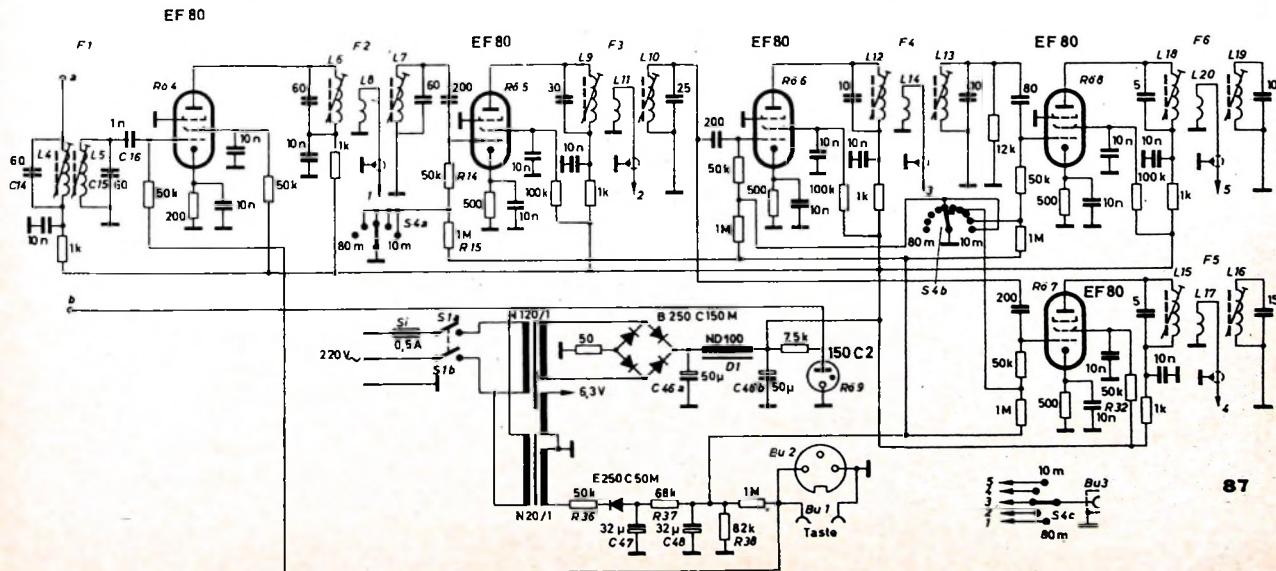
dem Parallelwiderstand R 38 belastet, um eine negative Spannung von etwa 60 V zu erhalten. Bei der Tastung würden sonst zu starke Funken entstehen. Außerdem reicht diese Spannung vollkommen zur Sperrung der Röhren aus.

#### Aufbau

Das Gerät wurde in einem handelsüblichen Metallgehäuse „4a“ (Leistner) untergebracht. Bild 2 zeigt die Außenansicht des Steuersenders. Die Frontplatte (Bild 3) ist symmetrisch gestaltet. Die Linearskala erfordert einen Innenausschnitt von 336 × 20 mm. Der Skalenrahmen besteht aus einer U-förmigen Messingblende, die innen an der Frontplatte angelötet wurde. Unter der Skala erkennt man den großen Knopf des Feintriebs zur Abstimmung. Im unteren Teil der Frontplatte sind außen die beiden Druckschalter S 1 und S 2 und innen der Schalter S 3 des VFO sowie der Bandumschalter S 4 angeordnet.

Das Chassis hat die Abmessungen 420 × 210 mm (Bilder 4 und 5). Auf der rechten Seite (von rückwärts gesehen) wurde der Netzteil angeordnet. Eine Trennwand (210 × 115 mm) schirmt die anderen Stufen dagegen ab. An der Rückseite ist der Netztransformator „N 120/1“ sichtbar. Davor liegen die beiden Selengleichrichter und der Sieb-Elektrolytkondensator C 46. Unterhalb der Skalenwalze konnten noch der Netztransformator für die negative Spannung und der Stabilisator R6 9 untergebracht werden. Die Netz-drossel „ND 100“ wurde auf der Unterseite des Chassis montiert (Bilder 6 und 7).

Genau in der Mitte des Chassis ist der keramische Abstimmdrehkondensator C 2 untergebracht. Ein Feintrieb sichert die nötige Abstimmgenauigkeit und Unter-











# BLAUPUNKT

**Kombi-Kofferradio** *für Auto und Reise*

Für Reise, Urlaub und Auto bringt BLAUPUNKT die idealen Volltransistor-Kombi-Koffergeräte in hervorragender Technik, Ausstattung und mit hohem Bedienungskomfort. Das Kombi-Kofferradio DERBY in seiner besonders formschönen und strapazierfähigen Ausführung wird mit einer soliden Haltevorrichtung unterm Armaturenbrett montiert, wobei sich automatisch der Anschluß an die Wagenbatterie, die Außenantenne und den Zusatzlautsprecher im Armaturenbrett herstellt. Drucktastenschaltung sorgt für Fahrsicherheit. Als Neuheit:

Das Kofferradio LIDO mit hervorragendem Empfang und Wiedergabe. Auch für Anschluß im Auto.





# Transistorsuper für Mittelwellen

Die Empfängerreihe der FT-Bastel-Ecke rundet ein einfacher Super ab. Der hier gezeigte Transistorsuper läßt sich leicht nachbauen, da die Spulensätze fertig bezogen werden können.

Der Empfänger ist mit 7 Transistoren bestückt. Der erste Transistor arbeitet als selbstschwingende Mischstufe. Es folgen zwei ZF-Transistoren und eine Diode, die die Demodulation übernimmt. Der NF-Teil arbeitet mit einer Gegentakt-Endstufe und dazugehöriger Treiberstufe. Ein Transistor vor der Treiberstufe sorgt für die NF-Vorverstärkung.

## Selbstschwingende Mischstufe

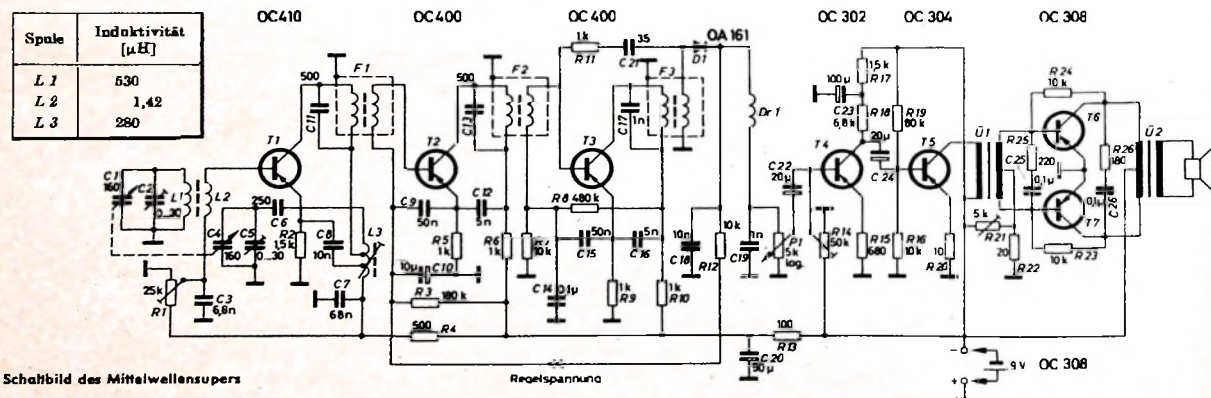
Die Eingangsstufe ist mit dem Transistor T1 (OC 410) bestückt. Der Vorkreis wird von der Spule L1, dem Drehkondensator C1 und dem Paralleltrimmer C2 gebildet. Über die Ankopplungsspule L2 gelangen die HF-Schwingungen zur Basis des Transistors T1.

Um die konstante Zwischenfrequenz von etwa 465 kHz zu erhalten, ist die Eingangsspannung mit einer Oszillatorspannung zu überlagern. Die Oszillatorfrequenz wird mit dem Transistor T1 erzeugt und additiv mit der Eingangsfrequenz gemischt. Die frequenzbestimmenden Teile des Oszillatorkreises sind die Spule L3, der Drehkondensator C4 mit dem Paralleltrimmer C5 und der Verkürzungskondensator C6. Der Kollektor von T1 liegt über das ZF-Filter F1 an der oberen Anzapfung der Oszillatorspule L3. Die Oszillatorspannung ist über den 10-nF-Kondensator C8 in den Emitter eingekoppelt. Dieser Kondensator liegt an der unteren Anzapfung der Oszillatorspule L3.

## Induktivitäten der Spulen

ZF-Filter	Induktivität	
	Schwingkreisspule [µH]	Ankopplungsspule [µH]
F1	210	2,1
F2	153	45
F3	144	1,9

Spule	Induktivität [µH]
L1	530
L2	1,42
L3	280



Schaltbild des Mittelwellensupers

Zur Wahl und Stabilisierung des Arbeitspunktes von T1 dient neben dem Emitterwiderstand R2 (1,5 kOhm) der Einstellregler R1; er wird so eingestellt, daß der Kollektor einen Strom von etwa 0,5 mA zieht. Ein höherer Strom hat keinen großen Zweck, denn mit dem Kollektorstrom nimmt auch das Rauschen stark zu.

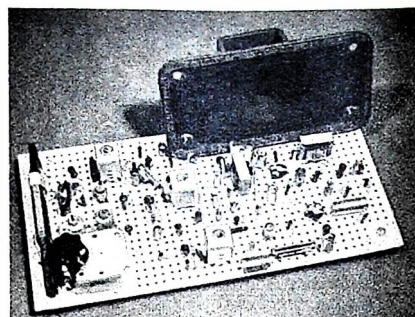
## ZF-Verstärker mit zwei Transistoren

Die vom Kollektor des Mischtransistors T1 kommende Zwischenfrequenz wird über das erste ZF-Filter F1 induktiv an die Basis von T2 (OC 400) gekoppelt. Die Basis erhält über R12 (10 kOhm) eine Regelspannung, die die Basisspannung ändert. Bei einem stark einfallenden Sender wird die Basis positiver, und der Emitterstrom nimmt ab. Dadurch wird die Verstärkung des Transistors variiert. Da alle ZF-Kreise verhältnismäßig stark bedämpft sind, macht sich die Frequenzverwerfung, die die automatische Regelung mit sich bringt, nicht bemerkbar.

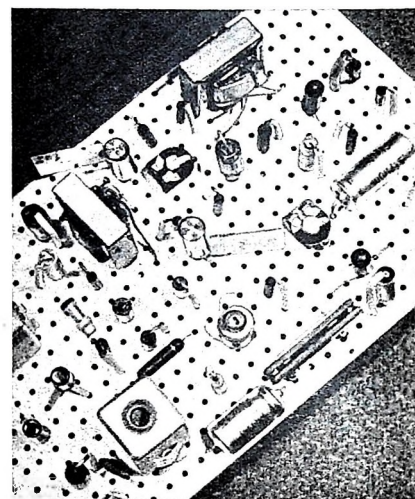
Die Zeitkonstante wird durch das Produkt aus R12 und C10 bestimmt. Der Emitterwiderstand R5 dient der Stromstabilisierung. Die Kondensatoren C9, C10 und C12 haben den Zweck, die kalten Enden der Basis-, Emitter- und Kollektorkreise zwischenfrequenzmäßig an den Nullpunkt der Schaltung zu legen. Der Widerstand R6 im Kollektorkreis verhindert eine eventuelle Überlastung des ZF-Transistors T2.

Die zweite ZF-Stufe wird nicht geregelt. Die Basis erhält eine feste Vorspannung über die Spannungsteilerwiderstände R7 und R8. Die Kopplung der Zwischenfrequenz vom Kollektor des ersten ZF-Transistors T2 zur Basis von T3 ist wieder induktiv. Die beiden Kondensatoren C15 und C16 sind Entkopplungskondensatoren. Die zweite ZF-Stufe ist durch die Zwischenschaltung des Widerstandes R11 mit dem Kondensator C21 neutralisiert. Diese Neutralisation der Kapazität des Transistors OC 400 erhöht den Verstärkungsgrad.

Die Demodulation übernimmt die Diode D1 (OA 161). Der Kondensator C18



Der Mittelwellensuper mit Transistoren auf dem Experimentierchassis



Teilsicht des Niederfrequenzverstärkers

schließt eventuelle Hochfrequenzreste gegen Masse kurz. D71 ist eine HF-Drossel, die praktisch nur die Niederfrequenz durchläßt und diese zum Lautstärkereglern P1 leitet.

## NF-Teil mit Gegentakt-Endstufe 2 x OC 308

Vom Schleifer des Potentiometers P1 gelangt die Niederfrequenz über den Kopplungskondensator C22 (20 µF) zur Basis des ersten NF-Verstärkungstransistors T4 (OC 302). Der Arbeitspunkt des Transistors T4 wird mit dem Regelwiderstand R14 eingestellt. Der Emitterkreis enthält den 680-Ohm-Widerstand R15; da der

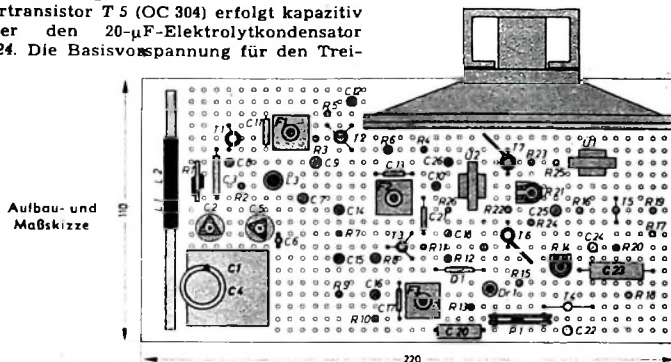


Überbrückungskondensator fehlt, entsteht eine Stromgegenkopplung, und der Klirrfaktor nimmt ab. Der Kollektor erhält die negative Spannung über den Widerstand R 18 (6,8 kOhm). Die RC-Kombination R 17, C 23 entkoppelt diese Stufe gegen die folgenden.

Die Kopplung zwischen T 4 und dem Treibertransistor T 5 (OC 304) erfolgt kapazitiv über den 20-µF-Elektrolytkondensator C 24. Die Basisvorspannung für den Trei-

des Ausgangsübertragers U 2. Der Mittelanzapfung wird die negative Spannung zugeführt. An der Sekundärseite von U 2 liegt ein Lautsprechersystem mit einer Impedanz von 4 Ohm.

Die Betriebsspannung wird einer 9-Volt-Mikrodyn-Batterie entnommen.



bertransistor erzeugt ein Spannungsteiler mit den Festwiderständen R 16 und R 19. Im Kollektorkreis liegt die Primärwicklung des Treibertransformators U 1.

Die Gegentakt-Endstufe T 6, T 7 ist mit zwei Transistoren OC 308 bestückt und arbeitet im B-Betrieb. Der Arbeitspunkt wird mit dem Regelwiderstand R 21 einmalig eingestellt. Der Kollektorstrom soll je Transistor bei  $-U_{CE} = 8 \text{ V}$  etwa 3,5 mA betragen. Die Kollektoren der beiden Endstufentransistoren T 6 und T 7 liegen an den äußeren Enden der Primärwicklung

#### Mechanischer Aufbau mit dem Experimentierchassis

Für einwandfreien Aufbau eignet sich ein Experimentierchassis aus 2 mm dickem Hartpapier. Seine Abmessungen, 220 x 110 mm, gestatten einen gelockerten Aufbau. Die Platte wird mit Löchern versehen, die einen gegenseitigen Abstand von 5 mm haben.

Die genaue Lage der Einzelteile zeigt die Aufbauskeizze. Der Lautsprecher – man verwendet am besten ein größeres Oval-

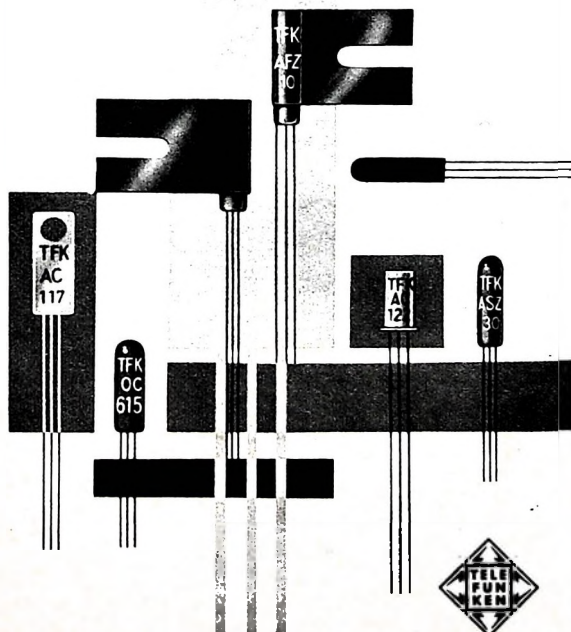
system – wird am oberen Chassisrand mit zwei Metallwinkeln montiert. Alle Bauteile dieser Schaltung sind ohne Ausnahme auf dem Experimentierchassis befestigt.

Der Ferritantennenstab, der die Vorkreis-spule L 1 und die Ankopplungsspule L 2 trägt, wurde ganz links angeordnet. Die Bedienungselemente des Empfängers liegen an der vorderen Breitseite des Chassis, und zwar links der Drehkondensator C 1, C 4 und rechts das Rollpotentiometer P 1 für die Lautstärkeregelung. d.

#### Einzelteilliste

Superspulenatz, bestehend aus Ferritstab mit Spulen, Oszillatorkreis, 3 ZF-Filtern und HF-Drossel, Kleinausführung	(Fern)
Treibertrafo „LD III 678 M 30“ (U 1)	(Fern)
Ausgangsübertrager „LD Spez.“ (U 2)	(Fern)
Drehkondensator, 2 x 160 pF, Typ „Schweiger“	(Fern)
Niedervolt-Elektrolytkondensatoren	(Roederstein)
Widerstände	(Resista)
Einstellregler	(Dralowid)
Rollpotentiometer, 5 kOhm pos. log.	(Dralowid)
2 Lufttrimmer, max. 30 pF	(Philips)
Kondensatoren	(Roederstein)
Diode OA 161	(Telefunken)
Transistoren OC 410, 2 x OC 400, OC 302, OC 304 und 2 x OC 308	(Intermetall)
Lautsprecher „P 713/13/8“	(Isophon)
Sämtliche Einzelteile sind als Bausatz bei Radio Fern, Essen, erhältlich	

# TELEFUNKEN



#### pn-p-FLÄCHENTRANSISTOREN

AF 105	HF-Transistor für Vor-, Misch- und ZF-Stufen im Mittelwellengebiet und HF-Transistor für ZF-Stufen 10,7 MHz
OC 602	NF-Transistor mit mittlerem Stromverstärkungsfaktor
OC 414	HF-Transistor für Vor- und Mischstufen im KW-Gebiet
OC 415	HF-Transistor für Vor- und Mischstufen im UKW-Gebiet
AC 116	Treibertransistor für AC 117 Verlustleistung 150 mW, 6 V und 9 V Betrieb
AC 117	Endstufentransistor für Gegentakt-B-Schaltungen, Verlustleistung 400 mW, 6 V und 9 V Betrieb
AC 122	NF-Vorstufentransistor mit hoher Stromverstärkung Verlustleistung 70 mW
AC 123	Treibertransistor für AC 124 Verlustleistung 150 mW, 12 V Betrieb
AC 124	Endstufentransistor für Gegentakt-B-Schaltungen Verlustleistung 400 mW, 12 V Betrieb
AFZ 10	HF-Transistor für Schwingstufen kleinerer Leistung im Kurzwellengebiet Verlustleistung 150 mW
ASZ 10	Schalttransistor für hohe Schaltgeschwindigkeiten, Verlustleistung 150 mW
ASZ 30	Schalttransistor für hohe Schaltgeschwindigkeiten, Verlustleistung 30 mW
OD 403	Endstufentransistor großer Leistung (4 W)

Wir senden Ihnen gern Druckschriften mit genauen technischen Daten.

TELEFUNKEN  
ROHREN-VERTRIEB  
ULM-DONAU



Fortsetzung aus FUNK-TECHNIK Bd. 17 (1962) Nr. 2, S. 60

## 9. Transistor-Mischpult zum Anschluß verschiedener Steuerquellen

Steuerquellen für NF-Verstärker weisen im allgemeinen unterschiedliche Innenwiderstände auf. Dynamische Mikrofone haben Innenwiderstände von 10 ... 100 Ohm, magnetische und dynamische Tonabnehmer von 0,5 ... 20 kOhm und Kristalltonabnehmer von 0,5 ... 1 MOhm. Entsprechend verschieden sind auch die von diesen Steuerquellen abgegebenen Tonfrequenzspannungen: bei dynamischen Mikrofonen etwa 0,5 mV, bei magnetischen und dynamischen Tonabnehmern im Mittel 10 mV und bei Kristalltonabnehmern 100 ... 500 mV.

Diese Tatsachen sind bei der Schaltung des Transistor-Mischpultes (Bild 24) berücksichtigt. Zwischen dem Emittor von T2 und der Basis von T1 liegt eine Gegenkopplung (R1, C1), deren

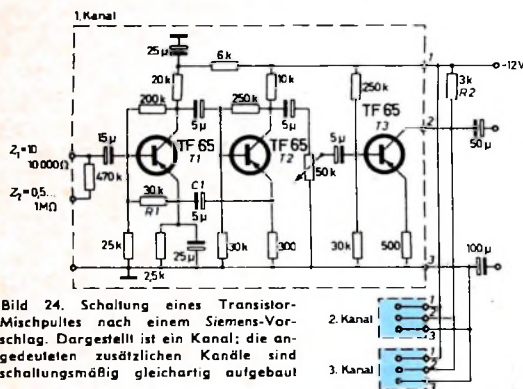


Bild 24. Schaltung eines Transistor-Mischpultes nach einem Siemens-Vorschlag. Dargestellt ist ein Kanal; die angegebenen zusätzlichen Kanäle sind schaltungsmäßig gleichartig aufgebaut

Wirkung vom Innenwiderstand der an T1 angeschlossenen Steuerquelle abhängt. Die rückgekoppelte Spannung wird durch die Steuerquelle mehr oder weniger kurzgeschlossen, so daß die Gegenkopplung mit kleiner werdendem Innenwiderstand des Tonfrequenzgenerators abnimmt. Da die Steuerquellen mit kleinem Innenwiderstand auch die niedrigsten Spannungen liefern, dient die Gegenkopplung als Spannungsausgleich. Erst bei sehr hochohmigen Tonfrequenzgeneratoren wird die Gegenkopplung voll wirksam, und am Verstärkerausgang erscheint trotz hoher Eingangsspannung eine etwa ebenso hohe NF-Ausgangsspannung wie beim Anschluß einer Steuerquelle mit wesentlich kleinerem Innenwiderstand. In der Schaltung Bild 24 schwankt die Gesamtverstärkung des dreistufigen Mischpultes zwischen  $v = 3000$  bei sehr kleinem ( $Z \approx 10$  Ohm) und  $v = 5$  bei sehr großem Quellwiderstand ( $Z \approx 1$  MOhm). Zweckmäßigerweise verwendet man für die erste Stufe (T1) einen rauscharmen Transistor, um die Ausgangs-Rauschspannung niedrig zu halten. Statt der im Bild 24 angedeuteten drei Kanäle können auch bis zu fünf gleichartige Kanäle benutzt werden. Dann sollte man allerdings den Widerstand R2, an dem die Mischung erfolgt, kleiner wählen, wodurch sich die Verstärkung je Kanal verringert. Wegen des kleinen Ausgangswiderstandes der Schaltung kann ein langes Kabel zwischen Mischpult und dem Hauptverstärker der Anlage verwendet werden.

## 10. Transistor-Endstufen

Beim Entwurf von NF-Vorstufen mit Transistoren arbeitet man ausschließlich mit den Vierpol-Parametern, die für einen definierten Arbeitspunkt bestimmte Werte haben. Für Transistor-Endstufen muß man dagegen die Kennlinienfelder heranziehen, da die dabei durchgesteuerten Kennlinien nicht mehr linear sind. Bei der sogenannten Großsignalverstärkung, bei der man wie bei Röhren-Endstufen Eintakt-A- und Gegentakt-B-Verstärkung unterscheidet, sind folgende Gesichtspunkte wichtig: ausreichende Ausgangsleistung, möglichst niedrige Gleichstromleistung, große Leistungsverstärkung, geringe Verzerrung und ausreichende Temperaturstabilität.

## 10.1 Eintakt-A-Endstufen mit Transistoren

Bei Eintakt-A-Endstufen geht man bis an die obere Grenze der Transistor-Verlustleistung, durch die die maximale Ausgangsleistung begrenzt wird. Der maximale Wirkungsgrad bei Eintaktbetrieb liegt praktisch zwischen 35 und 45 % (theoretischer Wert 50 %). Lineare Verzerrungen lassen sich durch entsprechend gewählte Koppel- und Emittorkondensatoren (s. Abschnitt 5) und richtig dimensionierte Ausgangsübertrager genügend klein halten. Die obere Frequenzgrenze einer Transistor-Endstufe wird durch die Grenzfrequenz (Emitterschaltung) des verwendeten Transistors und den Übertrager (Streuinduktivität, Windungskapazität) bestimmt. Hier gilt das gleiche wie für die Ausgangsübertrager in entsprechenden Röhrenschaltungen. Durch sorgfältigen Aufbau des Übertragers mit verschachtelten Windungen kann man die obere Frequenzgrenze weit genug hinausschieben. Sollte der Transistor eine zu niedrige Grenzfrequenz haben, so läßt sich diese durch Einbau einer Gegenkopplung ebenfalls erhöhen.

Wesentlich schwieriger ist es, das Auftreten nichtlinearer Verzerrungen zu verhindern. Sind sie erst einmal vorhanden, dann kann man sie nicht wieder beseitigen. Im Gegensatz zur Röhre, die ein Verstärkerelement ist, stellt der Transistor seiner Natur nach ein Schaltelement dar (Anwendung als elektronischer Schalter). Die nichtlinearen Verzerrungen in einer Transistor-Endstufe sind eine Folge der Krümmung der Eingangs- und Ausgangskennlinien und des ungleichen Abstandes der Ausgangskennlinien für gleiche Basisstromdifferenzen. Dieser Abstand wird für höhere Kollektorströme immer kleiner, so daß die beiden Halbwellen einer Sinusschwingung dann ungleich verstärkt werden. Bei Transistor-Vorstufen (Kleinsignalverstärkung) ist die Aussteuerung dagegen so klein, daß man die durchgesteuerten Kennlinienteile praktisch als linear ansehen kann.

Nichtlineare Verzerrungen treten aber auch auf, wenn der Eingangswiderstand des Verstärkers – besonders der Endstufe – groß gegenüber dem Ausgangswiderstand der vorhergehenden Stufe ist. Besonders unangenehm sind dabei Änderungen des Eingangswiderstandes in Abhängigkeit von der Aussteuerung. Da der Eingangswiderstand bei niedrigem Kollektorstrom größer ist als bei hohem Kollektorstrom (bei Erreichen des Spitzenwertes des Wechselstroms), ergibt sich bei niedrigen Kollektorströmen eine kleinere Amplitude des Eingangsstroms als bei hohen Kollektorströmen. Die beiden beschriebenen Effekte (ungleicher Abstand der Ausgangskennlinien und Änderung des Eingangswiderstandes) haben jedoch entgegengesetzte Wirkungen, so daß man bei geschickter Wahl des Ausgangswiderstandes der Vorstufe eine mehr oder weniger vollständige Kompensation der durch diese beiden Effekte hervorgerufenen nichtlinearen Verzerrungen erreichen kann. Da sich der Ausgangswiderstand einer Transistorstufe mit dem Kollektorstrom ändert (der Ausgangswiderstand nimmt mit wachsendem Kollektorstrom ab), kann man durch Verändern des Kollektorstroms mittels der Basisvorspannung die nichtlinearen Verzerrungen auf ein Minimum bringen. (Wird fortgesetzt)

## Aus unserem technischen Skizzenbuch

### Neue Entwicklungen bei Elektronik-Fernsehannten

Von der Robert Bosch Elektronik GmbH werden neuerdings die Fernsehantennen der Bereiche IV und V nur noch mit der „großen Dipol-Filterdose“ gebaut; in Kürze wird diese auch bei Band-III-Antennen verwendet werden. Die Dipol-Filterdose ist so bemessen, daß sie neue Schaltelemente, wie zum Beispiel Bandverbinder, aufnehmen kann. Damit wird die 240-Ohm-Technik für Einzelanlagen unabhängig von den bisherigen Filtern für Mastmontage, deren Aufgaben von den neuen Einbaufiltern der Reihe „EF 307“ übernommen werden.

Für die 60-Ohm-Technik wurde das Symmetrierglied „SY 200/2“ neuentwickelt. Dieses Symmetrierglied paßt auch in eine quadratische Aussparung im Einbaufilter „EF 307/34“. Setzt man es an Stelle der Niederführung ein, so entsteht der kombinierte Bandverbinder „EF 237/34“ mit 240-Ohm-Eingang und 60-Ohm-Ausgang.

Vorerst haben einige Band-IV- und Band-IV/V-Antennen (weitere sind vorgesehen) eine neue Profilstufe erhalten. Elemente und Träger der Antennen sind nicht mehr aus Rund-, sondern aus Profilmaterial geformt.

Die Mastschelle für Rohre bis 50 mm Durchmesser dieser neuen Antennenform wurde mit einer Grob- und einer Feineinstellung ausgerüstet und enthält ein ausklappbares Spannstück für Schnellmontage. Die untere Reflektorstütze der neuen Profiantennen kann weggeklappt werden. Zusammen mit der Hochstellung der Antenne ergeben sich daher bei der Montage vorteilhafte Arbeitsmöglichkeiten an der Dose.



# SCHALLPLATTEN für den Hi-Fi-Freund

## Bach, Messe in h-moll (BWV 232)

Maria Stader, Sopran; Hertha Töpfer, Alt; Ernst Haefliger, Tenor; Kiehl Engen, Baß; Dietrich Fischer-Dieskau, Baß; Münchener Bach-Chor; Münchener Bach-Orchester; Dirigent: Karl Richter

Die „Messe in h-moll“ gehört mit der „Matthäus-Passion“ und der „Kunst der Fuge“ zu den überlegenden Kompositionen des Leipziger Thomas-Kantors. Man hat sie gelegentlich „ein Geschenk des Protestanten Bach an alle Katholiken“ genannt. Die beiden ersten Sätze, das Kyrie und das Gloria, entstanden wahrscheinlich 1733 nach dem Tode des Kurfürsten Friedrich August II. — Bach fügte sie einem Gesuch an den König von Sachsen um Verleihung des Titels eines Hofkompositors bei —, die übrigen in den Jahren bis 1748. Mit ihrer Polyphonie und ihrem musikalischen Inhalt kann man die h-moll-Messe als musikalische Verkörperung der christlichen Idee an sich bezeichnen. Den traditionellen liturgischen Text hat Bach kantatenartig in eine Folge von 25 Chören, Arien und Duetten aufgelöst. Dem Chor kommt eine

besondere Rolle zu, denn er ist es, der das Werk an vielen Stellen zu überragenden Höhepunkten führt. Es ist für den Hörer nicht leicht, dem zwei Stunden dauernden Werk alle Feinheiten und Schönheiten zu entnehmen. Um so mehr wird es der Musikfreund begrüßen, hier eine Aufnahme in technisch sehr guter Qualität angeboten zu bekommen, die ihm das Eindringen in die kunstvolle Partitur erleichtert.

Technik und künstlerische Interpretation gehen hier Hand in Hand. Daß die gute Stereo-Technik und die ausgezeichnete Raumakustik dieser Aufnahme wesentlichen Anteil daran haben, das Filigranwerk der Komposition bestens zur Geltung zu bringen, sei nur am Rande erwähnt. Hingewiesen sei beispielsweise nur auf die Entwicklung der Stimmen des Chores im Kyrie und im Gloria oder auf die kunstvollen Begleitungen der Solisten durch die Violine, die Flauto traverso oder die eine Terz tiefer als die gewöhnliche Oboe und besonders weich klingende Oboe d'amore oder auf den strahlenden Klang der drei

Trompeten im Chor „Et resurrexit“ des Credo. Hier liegt eine Aufnahme vor, die nicht nur großes Interesse bei allen Bach-Anhängern finden wird, sondern gleichermaßen wegen ihrer hervorragenden künstlerischen und technischen Qualität lobende Anerkennung verdient.

Deutsche Grammophon, Archiv-Produktion 198 190/92 SAPM (Stereo)

## My Fair Lady

Prof. Henry Higgins: Paul Huberschmid; Eliza Doolittle: Karin Hubner; Alfred P. Doolittle: Alfred Schieske; Freddy: Rex Gildo; Oberst Pickering: Friedrich Schönfelder; Chor und Orchester des „Theater des Westens“, Berlin, Leitung: Franz Allers

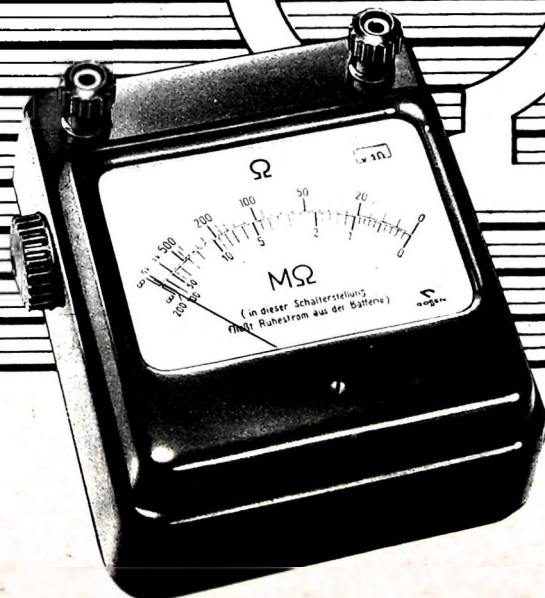
Diesem Musical geht der Ruf jahrelang ausverkaufter Häuser voraus. Nach den großen Erfolgen in New York, London, Stockholm, Helsinki, Amsterdam und Kopenhagen kam „My Fair Lady“ jetzt auch nach Deutschland, nach Berlin. Hier setzte sich der internationale Erfolg fort, und nach der Originalaufnahme der New Yorker Broadway-Inszenierung brachte

Philips jetzt in der Berliner Premierenbesetzung die deutsche Fassung heraus. — Das Musical mit den „singenden und tanzenden Schauspielern“ hat in unseren Tagen die prunkbeladene Operette vergangener Jahrzehnte abgelöst. Es ist keine glanzvolle Show, sondern eine Mischung von Geist, Witz und manchmal etwas Frechheit, eine Mischung von Song, Chanson und Melodie.

Diese gute Mischung kommt auch in der vorliegenden Aufnahme zur Geltung. Sie vermittelt etwas von dem musikalischen Eindruck der Berliner Aufführung. Das Klangbild ist gut verteilt und kommt dem Bühneneindruck nahe. Die Sänger geben Beweise ihrer Begabung für diese neue Art gesungenen Spiels, aber auch die Ensemblesätze stehen ihnen nicht nach. Die technische Qualität der Platte ist sehr gut. Die Stimmen heben sich plastisch von dem die ganze Breite des Raumes füllenden Orchester ab. Da auch die Sprachverständlichkeit ausgezeichnet ist, spricht diese Platte den Freund des Musicals ebenso wie den Hi-Fi-Freund besonders an.

Philips 840 411 SY (Stereo)

P. GOSSEN & CO. G.M.B.H. ERLANGEN



## Betriebsmeßgerät MAVO-OHM

Ein umschaltbares Ohmmeter zur schnellen Widerstandsmessung.

5 Meßbereiche mit eingebautem Umschalter.


Genauigkeit Klasse 1,0

Meßbereiche  
500/5000/50000/500000 Ohm 50 MOhm

Anzeigebereich  
5/50/500/5000 KOhm 200 MOhm

Bei dem Megohm-Bereich wird die Spannung der 1,5-Volt-Batterie durch eingebaute Transistoren in Spezial-Schaltung auf 60 Volt erhöht.

Ausführung: schwarzes Preßstoffgehäuse  
136x115x66 mm. Gewicht ca. 0,7 kg.

  
GOSSSEN



# SONDERANGEBOTE

Mikro-Ampereometer in transparentem Plexiglasgehäuse:

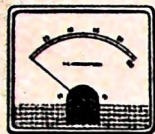


Abb. 2  
Maße 42 x 42 mm  
Gehäuse Ø 37 mm  
50 µA 23.10\*  
100 µA 28.95\*  
1 mA 17.—  
10 od. 50 mA 17.—



Abb. 3  
Maße 86 x 78 mm  
Gehäuse Ø 70 mm  
50 µA 34.—\*  
100 µA 29.70\*  
500 µA 23.60  
1 od. 10 mA 20.50



Abb. 4  
Maße 100 x 120 mm  
Gehäuse Ø 70 mm  
50 µA 36.50  
100 µA 32.70  
1 mA 25.40

\* Ohne Mehrpreis mit Nullstellung in der Mitte lieferbar

Ähnlich Abb. 3, jed. in schwarzem Gehäuse: 1 mA  
Maße 80 x 80 mm, Gehäuse Ø 65 mm 20.28

Drehspul-Einbau-Instrument 63 mm Ø, 1 mA, Innen-  
widerstand 100 Ω, Strichskala (ohne Zahlen), dñl.

Abbildung 14.25



## Vielfachmeßgeräte:

Die Preise verstehen sich einschließlich Gassen-Lizenz, Prüfschneuren und Batt.



TK 20 A/1000 Ω/V  
V<sub>0</sub> 15/150/1000 V  
A=0—150 mA  
Ω 0—100 KΩ

DM 26,25



TK 50 (Testmaster)/1000 Ω/V  
V<sub>0</sub> 10/250/500/1000 V  
A=0—250 mA  
Ω 0—10 KΩ—100 KΩ

DM 39,50



TK 90/20.000 Ω/V  
V<sub>0</sub> 10/50/250/500/1000 V  
A=50 µA/2,5/25/250 mA  
Ω 5/50/500 KΩ/5 MΩ  
dB -20 ~ +5 dB  
+5 dB ~ +22 dB

DM 82,50

## Batterie für Transistorsuper MW

Veröffentlichung v. Werner W. Diefenbach in diesem Heft:

Superspannsatz, Kleinausführung, kompl.	11.50	Lautsprecher P 713/13/8	14.—
Treiber- u. Ausgangsstraß, zus.	17.—	Transistorsatz (Intermetall), 7 Stück	44.20
Drehko 2 x 160 pl	7.50	Gegentypen TEXADE, Sonderangebot	18.70

Sämtliche Einzelteile für den Bausatz ab Lager lieferbar

Nettopreise, Versand gegen Nachnahme

# RADIO-FERN ELEKTRONIK

Essen, Keltwiger Str. 56



## KONTAKT : KONTAKT

60 : 61

das zuverlässige  
Kontaktreinigungs- und  
Pflegemittel in der prak-  
tischen Spraydose

jetzt mit Sprühköpfchen

Ein universelles  
Reinigungs- und Korro-  
sionsschutzmittel für neue  
Kontakte sowie elektro-  
mechan. Triebwerkteile.  
Ebenfalls in Spraydose

KONTAKT-CHEMIE-RASTATT Postfach 52

## PERSÖNLICHES

### H. Bäurle †

Nach kurzer, schwerer Krankheit starb am 11.1.1962 Dr. Hugo Bäurle, Vorsitzender des Vorstandes der AEG, im Alter von 49 Jahren. 1938 trat er nach Vollendung seiner juristischen Ausbildung bei der AEG ein. Hier durchlief er fast alle Geschäfts- und Verwaltungsbereiche und wurde 1954 in den Vorstand berufen. 1959 erfolgte seine Ernennung zum stellvertretenden Vorsitzenden. Erst vor kurzem - Anfang 1961 - übernahm er dann von Dr. Boden den Vorsitz des Vorstandes.

### E. Beckmann †

In der Nacht vom 2. zum 3. Januar 1962 starb nach langer, schwerer Krankheit im Alter von 56 Jahren der Intendant des Hessischen Rundfunks, Eberhard Beckmann.

Im Mai 1946 wurde er zum Intendanten von Radio Frankfurt ernannt und am 31. Dezember 1948 in der konstituierenden Versammlung des Rundfunkrats einstimmig zum Intendanten des Hessischen Rundfunks gewählt. Nach siebenjähriger Amtsdauer erfolgte 1955 die Bestätigung in seinem Amt auf die nach dem Rundfunkgesetz höchstzulässige Zeit von weiteren neun Jahren.

Intendant Beckmann war bis zu seinem Ableben unter anderem Vorsitzender der Fernsehkommission der Arbeitsgemeinschaft der Rundfunkanstalten.

### R. Robl 70 Jahre

Dr. phil. Rudolf Robl, von 1945 bis 1957 Leiter der Magnettonband-Fabrik der Badischen Anilin- & Soda-Fabrik AG, wird am 2. Februar 1962 70 Jahre.

1927 kam er zur BASF und 1942 holte ihn dort Dr. Pfeumer in die Arbeitsgruppe Magnettonband. Robl griff eine Idee Dr. Pfeumers auf, Polyvinylchlorid statt der bisher für Magnettonband benutzten Acetylzellulose zu verwenden. Er stellte durch Aufbringen der magnetischen Schicht auf „Luvitherm“-Folie nach dem Gießverfahren neue sehr verbesserte Bänder her, die an die Stelle früherer Bänder mit Magnetpulver in ihrer ganzen Masse traten.

### K. Zimmermann Prokurist bei Blaupunkt

Mit Wirkung vom 1. Januar 1962 wurde der Werbeleiter und Pressechef der Blaupunkt-Werke, Kurt Zimmermann, zum Prokuristen bestellt.

Kaufmännischer Lehrling und anschließend Direktionsassistent bei der AEG, Ausbildung in der Reimann-Schule als Gebrauchsgraphiker, Gründung eines eigenen Werbeateliers, das sind einige seiner Lebensstationen. 1932 übernahm er dann bei den Blaupunkt-Werken (damals Ideal-Radio) die Leitung der Werbeabteilung. Bekannt ist seine geschmackvolle in- und ausländische Werbung, beliebt auch die von ihm redigierte Hauszeitschrift „Der blaue Punkt“, geschätzt unter anderem seine langjährige, unermüdete Tätigkeit im Ausstellungsausschuß der Fachabteilung Rundfunk und Fernsehen im ZVEI und seine gute Zusammenarbeit mit der Tages- und Fachpresse.

## NEUE BÜCHER

Kompendium der Photographie, II. Band „Die Negativ-, Diapositiv- und Umkehrverfahren“. Von E. Mutter. Berlin-Borsigwalde 1961, VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH. 334 S. m. 51 B. DIN A 5. Preis in Ganzl. geb. 27,50 DM.

Aufbauend auf die im I. Band behandelten Grundlagen behandelt der jetzt vorliegende II. Band ausschließlich die Verfahrenstechnik und Verarbeitungstechnik. Einleitend werden die historischen Verfahren (Asphaltphotografie, Daguerreotypie, Talbotypie, Albuminverfahren) und die Kollodium-Negativverfahren beschrieben. Der Schwerpunkt des Buches liegt jedoch bei der Technik des heute allgemein üblichen Bromsilber-Gelatine-Emulsionsverfahrens. Auf Vorschriften für die Herstellung der Emulsionen und für den Guß folgen jeweils ausführliche Abschnitte über die Verarbeitung der Emulsionen. Sowohl der Fachmann als auch der Amateur wird dieses Buch mit seiner außerordentlich reichhaltigen Sammlung von Rezepten, die noch durch ein 13seitiges Schrifttumsverzeichnis bereichert wird, gern zur Hand nehmen.

Die Technik der Positivverfahren bleibt einem III. Band vorbehalten, der das dreibändige Kompendium abschließt, mit dem dann ein vollständiges Nachschlagewerk und Lehrbuch für alle an der Fotografie interessierten Kreise vorliegt.

Valvo-Taschenbuch 1962 „Röhren, Dioden und Transistoren“. Hamburg 1962, Valvo GmbH. 368 S., 9 x 13 cm, brosch. (für den Fachhandel bei den Filialbüros der Deutschen Philips GmbH erhältlich).

Das Taschenbuch enthält in der seit Jahren bekannten und bewährten Anordnung technische Daten der Empfänger-, Verstärker- und Gleichrichterröhren für Rundfunk und Fernsehen, der Spezialröhren (unterteilt in vier Abschnitte) sowie der Halbleiter-Dioden und Transistoren. Der Datenteil wird durch Tabellen, Übersichten, Nomenklaturen und eine ausführliche Äquivalenzliste ergänzt, aus der die entsprechenden Valvo-Röhren für ausländische Typen zu ersehen sind.



# Der 2. Band ist da!

DR EDWIN MUTTER

## Kompendium der Photographie

Die Negativ-, Diapositiv- und Umkehrverfahren

### Ein Buch für die Praxis

Der Schwerpunkt des Buches liegt in der Behandlung des heute allgemein üblichen Bromsilber-Gelatine-Emulsionsverfahrens, bei dem besonders die Verarbeitungstechnik unter Berücksichtigung aller Anwendungsgebiete der Photographie den umfangreichsten Teil einnimmt. Ferner enthält das Buch eine ausführliche Sammlung von erprobten und bewährten Ansatzvorschriften. Es ist eine Zusammenfassung vieler wertvoller Erfahrungen, die durch ein 13 Seiten starkes Schriftumsverzeichnis noch weiter bereichert wird.

#### AUS DEM INHALT:

Historische photographische Verfahren: Asphaltphotographie, Heliogravure - Daguerreotypie - Talbotypie - Albuminverfahren - Versuche mit anderen Bindemitteln

Kollodium-Negativ-Verfahren: Nasses Kollodium-Badeverfahren - Negativ-Verfahren mit Silbernitrat-Kollodium - Bromsilber-Kollodium-Emulsionsverfahren - Kollodium-Trockenverfahren - Positive Kollodiumbilder verschiedener Art

Bromsilber-Gelatine-Emulsionsverfahren: Geschichte - Herstellung von Bromsilber-Gelatine-Schichten - Negativ-Emulsionen für besondere Zwecke - Verarbeitung der Negativ-Emulsionen - Praktische Prüfung und Testung von Negativ-Schichten und Entwicklung - Negativ-Fehler, ihre Ursache und Beseitigung

Herstellung von Diapositiven, Direkt-Positiven und Duplikat-Negativen mit Bromsilber-Gelatine-Schichten; Diapositive und ihre Herstellung nach dem Negativ-Positiv-Verfahren - Umkehr-Entwicklungs-Verfahren

Tontrennungs-Verfahren: Syngraphie - Doppelschichtiges Negativ-Verfahren von O. Fielitz - Person-Tontrennungs-Verfahren - Isohelie - Chemische Tontrennung

334 Seiten · 51 Bilder · Ganzleinen 27,50 DM

Bestellungen nehmen Buchhandlungen und Photohandlungen im Inland und im Ausland entgegen

Spezialprospekt mit ausführlichem Inhaltsverzeichnis auf Anforderung

**VERLAG FÜR  
RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH**  
Berlin-Borsigwalde

## Sonderangebot!

- Rohde & Schwarz Flugsicherungs-Empfänger NE2 100-156 MHz 16 Röhren, Doppelsuper, a. Geh. mit Orig. Netzgerät ..... DM 1190,—
- Rohde & Schwarz UKW-Spezial-Empfänger „ESEF“ 22 S-45 MHz in 4 Bereichen, Vollnetz u. 12 Volt-Betrieb Röhren: 3XEF 85, 3XEF 80, ECL 80, 150 C2, 2 Selen ..... DM 260,—
- Quarz-30 Watt-Sender 24-45 MHz mit 6 Volt Umformer und 7 Röhren ..... DM 95,—
- Niederspannungsgleichrichter, neu, mit 2 Selenstücken a 8 Platten ø 85 mm, Pr. 110-250 V, 50-60 Hz, Sek. 2 X 12 V je 3 A =, Ausgang schaltbar 12 V 6 A oder 24 V 3 A. — Auch als Ladegerät zu verwenden ..... DM 49,50
- Philips Druckkammerlautsprecher (Trichter) weiterfest für Wagenmontage 12 Watt, 15 Ohm ..... DM 95,—
- Kleinkompaß mit Behälter ..... DM 2,95
- Stahlröhre Type 6 AC 7, neu in Orig. Verpackung steile Penthode, 6,3 V ab 10 Stück à ..... DM —,85
- Rundfunksender 1100-1500 KHz mit Netzgerät, eingeb. Modulator, Quarzgesteuert, Röhren 3X807, 2X840, 2X866, 523, 6C5, Mischpult komplett Ehrenmal 800 Watt Grenzwellen-Sender 100-600 KHz mit Orig. Netzgerät ..... DM 1450,—
- Lorenz Mobil-Sender/Empfänger für 12 Volt Betrieb für 8 Quarzkanäle um ca. 59 MHz
- Telefunken Teleport II Funksprechgerät ca. 159-172 MHz R & S Einkanal-Bord-Funkempfänger EU 091 für Segelflieger, Flug-Sicherung usw. Kleinstaufbau, je nach Quarz im Bereich 118-130 MHz ..... DM 295,—
- Außerdem bietet ich an:  
US BC 610 Sender mit BC 614 300/500 Watt Sender, US Empfänger/Sender RT 67/RT 68, 70, PRC 6, Freq.-Messor TS 175 85-1000 MHz, Köln E 52, Langwellenempfänger, Meßempfänger, Kurbelmaste usw.

Listen gegen Rückporto. — Bestellungen nicht unter DM 10,— erbeten.

Walter Hafner, Augsburg 8, Kurhaus-Str. 2, Telefon 36 09 78



### ELEKTROAKUSTIK

Mischpultverstärker

LVM 8	8 W	DM 248,—
LVM 15	15 W	DM 398,—
LVM 30	30 W	DM 548,—
LVM 15/G	15 W	DM 463,—
LVM 30/G	30 W	DM 613,—

**Sonderanfertigungen**

Elektronische Geräte und Anlagen

Berlin SW 61, Ritterstraße 11 · Ruf: 61 6996 · Telegramm-Adresse: Stawo

**VISSEAU**, großer französischer Transistorenhersteller für Fernsehempfänger, 2500 Kunden — 30 Niederlassungen, mit technischem Kundendienst, sucht

### Generalvertretung

Bitte schreiben Sie an TELEVISIO —  
103 Rue Lafayette PARIS 10<sup>e</sup> Frankreich

deutscher Markttransistoren für  
FS-Empfänger für ganz Frankreich

### Unterricht

**Fransösisches Unternehmen sucht Rundfunk- und Fernsehgeräte**  
sowie Zubehör aus Deutschland zu importieren od. übernimmt Generalvertretung angesehener deutscher Firmen. Kapital und Vertriebsorganisation vorhanden. Wenden Sie sich bitte an G. CHAMBON, 15 Av. Kléber, BURES S/YVETTE (S & O) Frankreich

### Unterricht

**Theoretische Fachkenntnisse in Radio- und Fernstechnik** durch Christiani-Fernkurse Radiotechnik und Automation. Je 25 Lehrbriefe mit Aufgabenkorrektur und Abschluszeugnis. 800 Seiten DIN A 4, 2300 Bilder, 350 Formeln und Tabellen. Studienmappe 8 Tage zur Probe mit Rückgaberecht. (Gewünschten Lehrgang bitte angeben.) Technisches Lehrinstitut Dr.-Ing. Christiani, Konstanz, Postf. 1957

### Funkstation und Amateurlizenz

Lizenzfreie Ausbildung und Bau einer kompl. Funkstation im Rahmen eines anerkl. Fernlehrgangs. Keine Vorkenntnisse erforderlich. Freiprospekt C 35 durch

Institut für Fernunterricht · Bremen 17

### Kaufgesuche

Laub-Meßinstrumente aller Art. Charlottenburger Motoren, Berlin W 35

Radioröhren, Spezialröhren, Widerstände, Kondensatoren, Transistoren, Dioden u. Relais, kleine und große Posten gegen Kassa zu kaufen gesucht. Neumüller & Co. GmbH, München 13, Schraudolphstr. 2/T

Gegen Kassenmägler  
Mogler-Kassen

45. 1937 MOSLER KASSENFABRIK HEILBRONN

### METALLGEHÄUSE



Für Industrie und Bastler

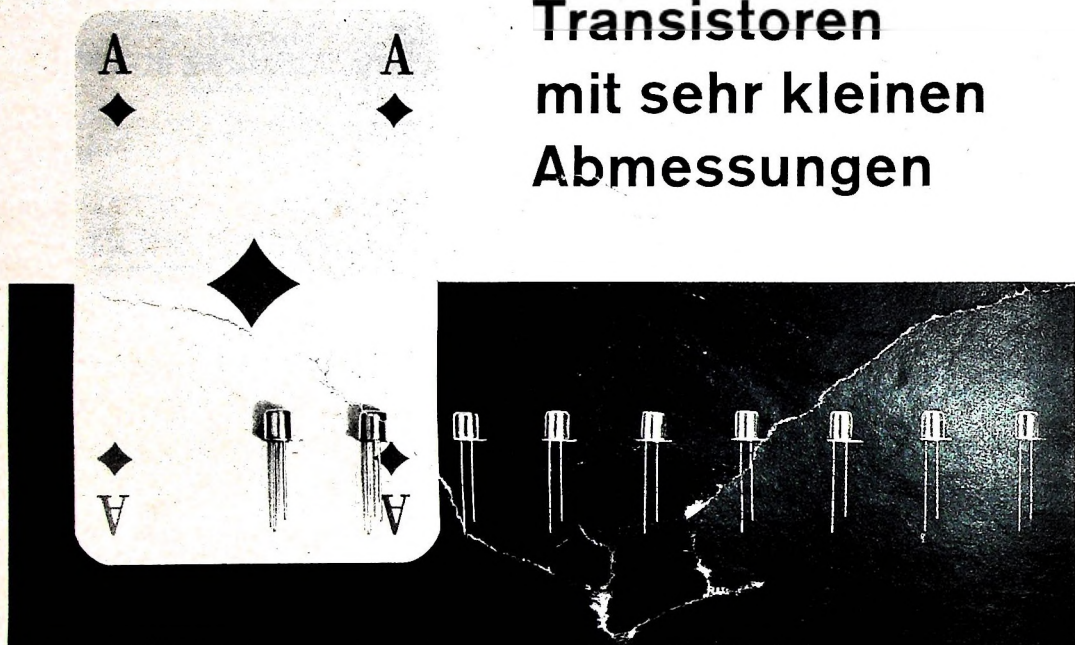
**LEISTNER**

PAUL LEISTNER HEILBRONN



# VALVO

## Neue diffusionslegierte Transistoren mit sehr kleinen Abmessungen



**AF 124** für UKW-Vorstufen

**AF 125** für UKW-Mischstufen sowie für Vor- und Mischstufen im KW-, MW- und LW-Bereich

**AF 126** für Vor- und Mischstufen im MW- und LW-Bereich sowie für ZF-Verstärker in AM/FM-Empfängern

**AF 127** für Vor- und Mischstufen im MW- und LW-Bereich sowie für ZF-Verstärker in AM-Empfängern

Die rationelle Großserienfertigung elektronischer Geräte ist heute auf gedruckte Leiterplatten, vollautomatische Bestückungsmaschinen und Tauchlötverfahren eingestellt.

Das jüngste Ergebnis unserer ständigen Bemühungen, für diese Technik geeignete Bauelemente bereitzustellen, ist die vorliegende Serie von HF-Transistoren in der Standard-Gehäuseform TO 18. Die Anordnung der Anschlußdrähte ist auf das Rastergrundmaß von 2,54 mm abgestimmt. Diese neuen Transistoren wurden in ihren Abmessungen gegenüber den Typen der bekannten Serie AF 114 bis AF 117 stark reduziert, stimmen jedoch in den elektrischen Daten mit diesen überein.

Die Transistoren AF 124, AF 125, AF 126 und AF 127 mit der maximal zulässigen Verlustleistung von 37,5 mW sind daher hauptsächlich für HF-Schaltungen bis 100 MHz geeignet, bei denen eine hohe Bauelementedichte gefordert wird.



VALVO GMBH HAMBURG 1